

M. MOUNIC

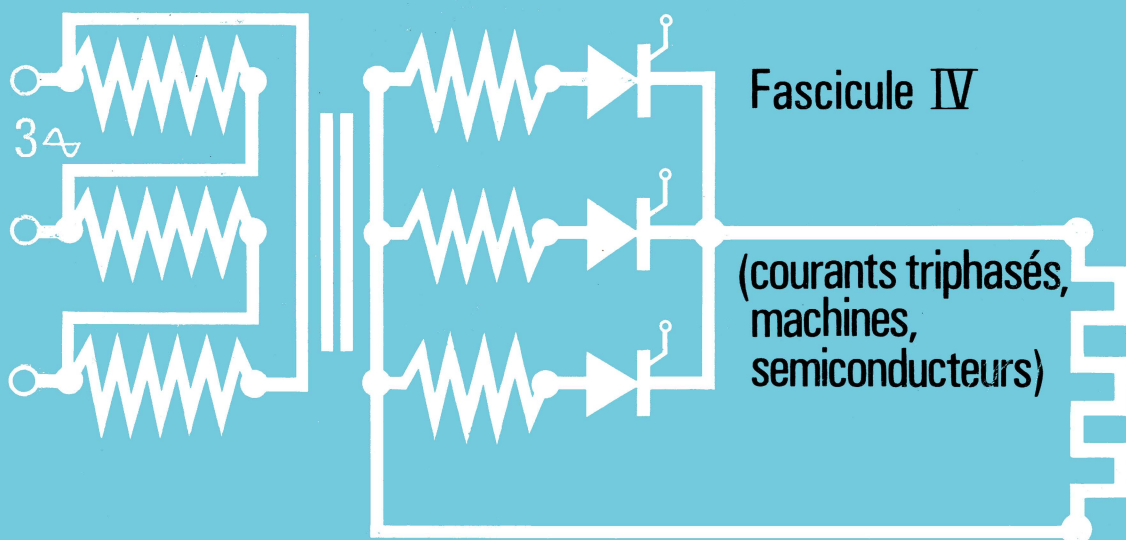
G. THOMASSET

COLLECTION MOUNIC

ELECTRICITE

COURANT ALTERNATIF

Lycées , C.E.S , C.E.T



FOUCHER

M. MOUNIC

Agrégé de Physique,
Ancien Élève et Professeur à l'École Normale
Supérieure de l'Enseignement Technique.

G. THOMASSET

Professeur au Lycée technique d'État
et au Collège d'enseignement technique
de Puteaux.

ÉLECTRICITÉ

FASCICULE IV

**COURANTS TRIPHASÉS
MACHINES A COURANT ALTERNATIF
ÉLECTRONIQUE (Semiconducteurs)**

Du débutant au bachelier

**NOUVELLE ÉDITION
REVUE ET CORRIGÉE**

**LES ÉDITIONS FOUCHER
128, rue de Rivoli, Paris**

Électronique

(Collection MOUNIC)

Semiconducteurs. 1 ^{re} Partie.	par	M O U N I C
Semiconducteurs. 2 ^e Partie : Transistors.		—
Semiconducteurs. 3 ^e Partie : Thyristors, triacs		—
Transistors - Problèmes avec solutions (3 fascicules).		—
Redressement (2 fascicules).		—
Amplification		—
Travaux pratiques d'électronique (3 fascicules)	par et	M O U N I C R I C A R D
Travaux pratiques d'électronique, fascicule 4	par et	M O U N I C R I C A R D M O N F O R T
Impulsions. Techniques de base. Circuits à semi-conducteurs.	par	P. R I V È R E
Télévision (2 fascicules)	par	J. P A R D I E S
Servomécanismes (cours)	par	P E U T E M A N
Travaux pratiques de servomécanismes.	par et	M O N T E I L L E R P E U T E M A N
Éléments de théorie de l'information.	par	J.-P. R I V È R E
Les calculateurs numériques		—
Électricité.		
Fascicule 1 : Courant continu. Électrodynamique.	par	T H O M A S S E T
Fascicule 2 : Magnétisme. Électromagnétisme. Machines à courant continu		—
Fascicule 3 : Courant alternatif. Lois générales. Condensateur. Inductance	par et	M O U N I C T H O M A S S E T
Manipulations d'électricité (2 fascicules)	par et	M O N F O R T R I C A R D

FOUCHER - Éditeur

TABLE DES MATIÈRES

COURANTS TRIPHASÉS

I. — TENSIONS ET COURANTS TRIPHASÉS

A - Système triphasé de tensions	5
B - Couplage en étoile	10
C - Couplage en triangle	13
D - Chute de tension triphasée	15
E - Exercices résolus	16

<i>Problèmes</i>	19
------------------------	----

II. — PUISSANCES EN TRIPHASÉ

A - Expressions des puissances	21
B - Mesure de la puissance active	24
C - Relèvement du facteur de puissance	28
D - Exercices résolus	28

<i>Problèmes</i>	29
------------------------	----

MACHINES A COURANT ALTERNATIF

III. — CIRCUIT MAGNÉTIQUE EN ALTERNATIF

A - Circuit magnétique en continu : rappels et compléments	31
B - Circuit magnétique en alternatif : flux ; induction maximale	34
C - Courant magnétisant ; puissance magnétisante	37
D - Forme du courant d'excitation. Courant sinusoïdal équivalent	39
E - Exercices résolus	40

<i>Problèmes</i>	41
------------------------	----

IV. — TRANSFORMATEUR MONOPHASÉ

A - Expériences ; mesures	43
B - Transformateur parfait	47
C - Théories plus complètes	50
D - Rendement	54
E - Applications	56
F - Exercices résolus	59

<i>Problèmes</i>	61
------------------------	----

V. — TRANSFORMATEUR TRIPHASÉ

A - Constitution	63
B - Modes de couplage du primaire et du secondaire	64
C - Chute de tension : méthode de Kapp	67
D - Transformateurs de phases	67
E - Exercice résolu	69

<i>Problèmes</i>	69
------------------------	----

VI. — CHAMPS TOURNANTS

A - Champ tournant en un point	71
B - Étude vectorielle du champ tournant en un point	74
C - Champ tournant dans un entrefer	77
D - Étude algébrique du champ tournant dans un entrefer	79
E - Exercice résolu	81

<i>Problèmes</i>	82
------------------------	----

<i>Note. — Champ tournant produit par un enroulement triphasé</i>	83
---	----

<i>Problèmes de la note</i>	86
-----------------------------------	----

VII. — ALTERNATEUR. MOTEUR SYNCHRONE

A - Alternateur monophasé	87
B - Caractéristiques ; diagrammes ; rendement	92
C - Alternateur triphasé	94
D - Moteur synchrone	97
E - Exercices résolus	102
<i>Problèmes</i>	103

VIII. — MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASÉ

A - Principe. Constitution	105
B - Étude expérimentale	109
C - Propriétés électriques et mécaniques du rotor	112
D - Diagramme du cercle du moteur asynchrone	116
E - Démarrage des moteurs asynchrones	121
F - Exercices résolus	123
<i>Problèmes</i>	124

IX. — AUTRES MOTEURS A COURANT ALTERNATIF

A - Moteur asynchrone monophasé	126
B - Moteur universel	128
C - Moteur linéaire	130
D - Exercice résolu	134
<i>Problèmes</i>	134

ÉLECTRONIQUE**X. — SEMICONDUCTEURS. PROPRIÉTÉS. JONCTION PN**

A - Définitions : semiconducteurs ; type N ; type P	135
B - Variations de la résistance : applications	137
C - Jonction PN	138
D - Applications des semiconducteurs à une jonction	142
E - Exercice résolu	144
<i>Problèmes</i>	145

XI. — DIODE A JONCTION. REDRESSEMENT

A - Caractéristique courant-tension	147
B - Redressement	149
C - Redresseur : débit sur force contre-électromotrice	153
D - Diode Zéner	156
E - Exercice résolu	157
<i>Problèmes</i>	158

XII. — TRANSISTOR A JONCTIONS. AMPLIFICATION

A - L'effet transistor	160
B - Émetteur commun : caractéristiques ; paramètres ; point de repos	163
C - Émetteur commun : étage amplificateur	168
D - Calculs en petits signaux alternatifs	171
E - Exercice résolu	175
<i>Problèmes</i>	176

XIII. — THYRISTOR. RÉGLAGE DE PHASE

A - Constitution ; caractéristiques	179
B - Procédés de déclenchement	182
C - Applications du réglage de phase	187
D - Exercice résolu	190
<i>Problèmes</i>	191

I. — TENSIONS ET COURANTS TRIPHASÉS

L'emploi généralisé des courants triphasés est dû surtout aux champs tournants qu'ils produisent en parcourant trois enroulements fixes convenablement disposés ; ils permettent de réaliser des moteurs simples et robustes (moteurs asynchrones).

A. — Système triphasé de tensions

Lorsque la puissance souscrite par un client dépasse quelques kilowatts, la compagnie électrique exige une installation triphasée.

1. — CONDUCTEURS DE PHASES ; CONDUCTEUR DE NEUTRE (1)

Une *ligne de distribution* est une ligne électrique le long de laquelle l'énergie électrique peut être dérivée aux branchements des abonnés. En triphasé, elle comporte quatre conducteurs :

- les trois fils de même section sont les conducteurs de phases ;
- le quatrième, de section plus petite, est le conducteur de neutre ; il est en général relié à la terre pour des raisons de sécurité.

2. — TENSIONS SIMPLES (OU TENSIONS ÉTOILÉES)

Nous disposons d'un tableau de distribution à quatre bornes : le neutre N (fig. A-1) et les trois phases 1, 2, 3 considérées dans un ordre bien déterminé (2).

Une tension simple est la tension entre une phase et le neutre.

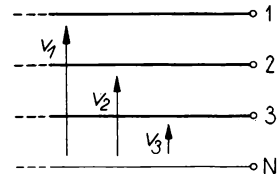


FIG. A-1. — **Tensions simples :** v_{1N} , v_{2N} , v_{3N} nous utilisons les abréviations v_1 , v_2 , v_3 .

a) Les trois tensions simples ont la même valeur efficace.

Nous mesurons au voltmètre, pour les trois tensions instantanées v_1 , v_2 , v_3 , la même valeur efficace (3) :

$$V = 220 \text{ volts (amplitude : } V_m = V\sqrt{2} = 311 \text{ volts).}$$

(1) Par abréviation courante : phases ; neutre.

(2) Imposé par le sens de rotation de l'alternateur.

(3) La notation V (potentiel) pour la tension simple se justifie par le fait qu'il s'agit bien d'un potentiel lorsque le neutre est à la terre. On ne contrevient pas à la Norme, puisque V est le symbole de réserve pour la tension ou différence de potentiel, le symbole principal étant U .

b) Chaque tension v_1, v_2, v_3, v_1 est en retard de $\frac{2\pi}{3}$ sur la précédente.

C'est ce que montre un oscilloscope à trois voies ; le déphasage de deux tensions successives est appelé *intervalle angulaire* et vaut $\frac{2\pi}{3}$ rd (120°).

Les expressions en fonction du temps sont donc, si l'on prend v_1 comme grandeur repère :

$$v_1 = V_m \sin \omega t \quad ; \quad v_2 = V_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad ; \quad v_3 = V_m \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right).$$

Un tel système triphasé est dit *équilibré et symétrique* ; il est en outre *direct* (1).

Les vecteurs de Fresnel $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3$ (en valeurs efficaces) sont ceux de la figure A-2 et les courbes de v_1, v_2, v_3 en fonction du temps celles de la figure A-3.

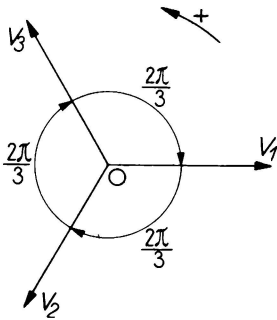


FIG. A-2. — Les tensions simples du réseau constituent un système triphasé équilibré, symétrique et direct.

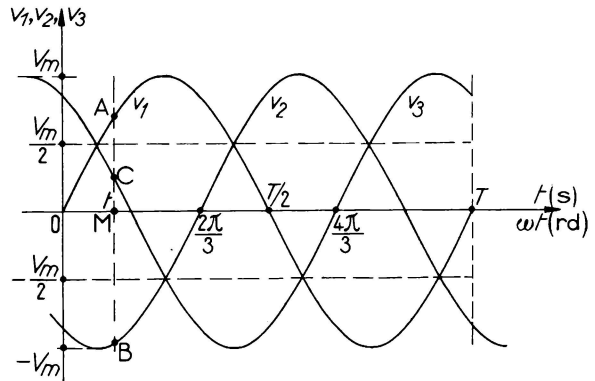


FIG. A-3. — Courbes des variations des tensions simples en fonction du temps.

$$\overline{MA} + \overline{MB} + \overline{MC} = 0 \text{ à tout instant.}$$

c) **A tout instant, la somme algébrique des tensions simples est nulle.**

On peut le constater sur les courbes de la figure A-3. Le diagramme vectoriel le démontre (fig. A-4) ; en effet, la somme $v = v_1 + v_2 + v_3$ a pour vecteur de Fresnel :

$$\vec{V} = \vec{V}_1 + \vec{V}_2 + \vec{V}_3 = \vec{0},$$

ce que la figure A-4 montre de deux façons.

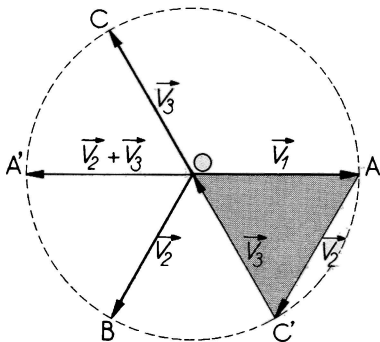


FIG. A-4 : $\vec{V}_1 + \vec{V}_2 + \vec{V}_3 = \vec{OA} + \vec{AC'} + \vec{C'O} = \vec{0}$.
 $\vec{V}_1 + (\vec{V}_2 + \vec{V}_3) = \vec{OA} + \vec{OA'} = \vec{0}$.

(1) Dans un système *inverse*, chaque tension est en avance sur la précédente.

3. — TENSIONS COMPOSÉES

On appelle tension composée la tension entre deux conducteurs de phases (fig. A-5).

Les trois tensions composées sont donc :

u_{12} (entre phase 1 et phase 2), u_{23} , u_{31} .

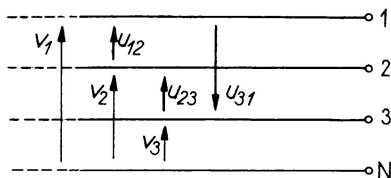


FIG. A-5. — Tensions composées : u_{12} , u_{23} , u_{31} .

a) Chaque tension composée est égale à la différence de deux tensions simples.

D'après la figure A-5 :

$$u_{12} = v_1 - v_2 \quad ; \quad u_{23} = v_2 - v_3 \quad ; \quad u_{31} = v_3 - v_1.$$

D'où

$$\vec{U}_{12} = \vec{V}_1 - \vec{V}_2 \quad ; \quad \vec{U}_{23} = \vec{V}_2 - \vec{V}_3 \quad ; \quad \vec{U}_{31} = \vec{V}_3 - \vec{V}_1,$$

et les diagrammes vectoriels des figures A-6 et A-7.

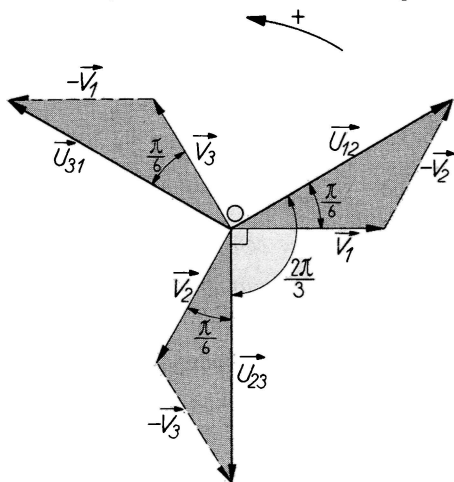


FIG. A-6. — Construction des vecteurs de Fresnel des tensions composées à partir de ceux des tensions simples.

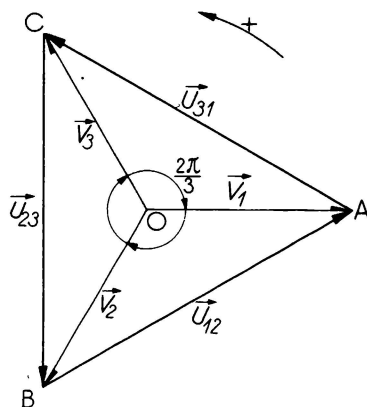


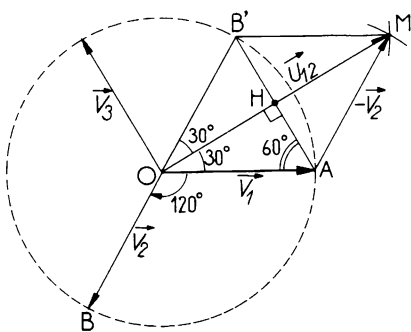
FIG. A-7. — Tensions composées représentées par les côtés du triangle équilatéral ayant pour sommets les extrémités des vecteurs de Fresnel des tensions simples.

Notons que chaque tension composée est en quadrature avec une tension simple : u_{23} avec v_1 ...

Conséquence : les tensions composées constituent un système triphasé équilibré symétrique et direct (§ 2 b).

b) Expression de la tension composée efficace U en fonction de la tension simple efficace V .

Le losange OAMB' de la figure A-8, de côtés $\vec{V}_1$ et $-\vec{V}_2$, a des angles de 120° et 60° : le triangle OAB' est donc équilatéral et $\vec{OH} = \frac{\vec{U}_{12}}{2}$ est la hauteur



$$\left(h = \frac{a\sqrt{3}}{2} \right) :$$

$$OH = \frac{OA\sqrt{3}}{2} ;$$

$$\boxed{U = V\sqrt{3}.}$$

Vérifions-le sur le tableau de distribution du paragraphe 1 ; on mesure $U_{12} = U_{23} = U_{31} = 380 \text{ volts} = 220\sqrt{3} = V\sqrt{3}$.

FIG. A-8 : $OM = OA\sqrt{3}$; $U = V\sqrt{3}$.

c) Expressions des tensions composées instantanées.

Traduisons la figure A-6 où la grandeur repère est la tension simple $v_1 = V_m \sin \omega t$:

$$u_{12} = U\sqrt{2} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right)$$

$$u_{23} = U\sqrt{2} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3} \right) = U\sqrt{2} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right)$$

$$u_{31} = U\sqrt{2} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \frac{4\pi}{3} \right) = U\sqrt{2} \sin \left(\omega t - \frac{7\pi}{6} \right).$$

Dans toute distribution triphasée équilibrée, les tensions composées se déduisent des tensions simples par une rotation $+\frac{\pi}{6} \text{ rd}$ ($= 30^\circ$) et une multiplication par $\sqrt{3}$.

d) Tension d'un réseau triphasé ; tensions d'un récepteur triphasé.

— Un réseau triphasé est désigné par une seule tension, sa tension composée U .

En effet, U est toujours mesurable, tandis que la tension simple V ne l'est que si le neutre est accessible ; en outre, l'isolation doit correspondre à $U_m = V_m\sqrt{3}$.

EXEMPLES.

Réseau de distribution publique à 380 V. On a $U = 380 \text{ V}$, $V = \frac{380}{\sqrt{3}} = 220 \text{ V}$:

on peut donc brancher des appareils monophasés sous 380 V entre deux phases, et sous 220 V (lampes par exemple) entre chaque phase et le neutre, ce qui limite les dangers.

Lignes de transport à haute tension 225 kV. La tension simple est $\frac{225}{\sqrt{3}} = 130$ kV ;

l'isolement d'un câble de phase, par rapport au sol auquel est relié le neutre, correspond à $V_m = V\sqrt{2} = 130\sqrt{2} \approx 184$ kV, et entre deux phases à $U_m = 225\sqrt{2} = 318$ kV.

— Un récepteur triphasé est désigné par deux tensions correspondant aux montages triangle et étoile.

EXEMPLE. — Lorsque la plaque signalétique porte 220/380 V, chaque phase (résistance ou enroulement) fonctionne normalement sous 220 V, la plus basse des deux tensions indiquées ; ce récepteur peut donc être monté :

— en triangle (p. 13) sur un réseau à 220 V ;

— en étoile (p. 10) sur un réseau à 380 V.

Il serait détruit si on le montait en triangle sur un réseau à 380 V. Il serait au contraire sous-alimenté en montage étoile sous 220 V, ce qui est utilisé dans le démarrage étoile-triangle des moteurs asynchrones pour limiter le courant de démarrage (L. VIII, § E).

4. — GÉNÉRALISATION : SYSTÈMES DE TENSIONS POLYPHASÉES A m PHASES

a) Tensions polyphasées.

Remplaçons l'intervalle angulaire $\frac{2\pi}{3}$ du système triphasé par $\frac{2\pi}{m}$ et considérons les m tensions :

$$v_1 = V_m \sin \omega t ; \quad v_2 = V_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{m} \right) ; \quad \dots \quad v_m = V_m \sin \left[\omega t - (m-1) \frac{2\pi}{m} \right].$$

Elles constituent un système m -phasé équilibré, symétrique et direct.

L'industrie utilise les systèmes (L . V) : *biphasé* ($m = 2$) ; *hexaphasé* ($m = 6$) ; *dodécaphasé* ($m = 12$).

b) Tensions biphasées (fig. A-9 et A-10).

Elles répondent aux expressions générales avec $m = 2$:

$$v_1 = V_m \sin \omega t ; \quad v_2 = V_m \sin (\omega t - \pi),$$

et s'obtiennent entre extrémités et point milieu du secondaire d'un transformateur.

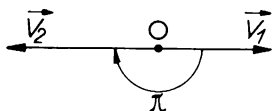


FIG. A-9. — Tensions biphasées.
Leur intervalle angulaire est $\frac{2\pi}{2} = \pi$ rd.

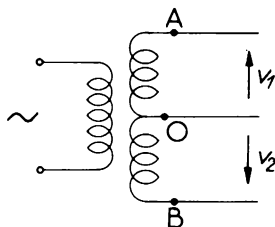
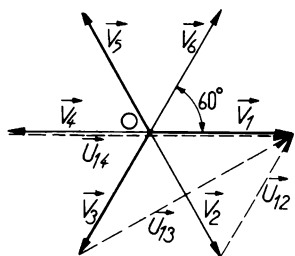


FIG. A-10. — Production de tensions biphasées ($v_1, v_2 = -v_1$), à partir d'une tension monophasée.

c) **Tensions hexaphasées** (fig. A-11).

En répétant l'opération précédente sur les trois enroulements secondaires d'un transformateur triphasé, on obtient deux systèmes opposés de tensions triphasées :

$$\begin{aligned} v_1 &= V_m \sin \omega t ; & v_4 &= -v_1 = V_m \sin (\omega t - \pi) \\ v_3 &= V_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) ; & v_6 &= -v_3 = V_m \sin \left(\omega t - \frac{5\pi}{3} \right) \\ v_5 &= V_m \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) ; & v_2 &= -v_5 = V_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right). \end{aligned}$$



Dans l'ordre 1, 2, ..., 6, elles constituent un système hexaphasé ; l'intervalle angulaire est $\frac{2\pi}{6} = \frac{\pi}{3}$ rd.

Les trois tensions composées ont pour valeurs efficaces : $V, V\sqrt{3}, 2V$.

FIG. A-11. — **Tensions hexaphasées** $\vec{v}_1, \vec{v}_2, \dots, \vec{v}_6$.
 $\vec{U}_{12}, \vec{U}_{13}, \vec{U}_{14}$: tensions composées.

B. — Couplage en étoile

L'énergie distribuée en triphasé est utilisée dans des récepteurs formés de trois impédances que l'on peut *coupler en étoile* ou en *triangle* (§ C).

I. — REMARQUE PRÉALABLE

Emploi de trois circuits monophasés (6 fils).

Considérons, pour simplifier, un récepteur constitué par trois impédances identiques Z , de déphasage φ . On peut les insérer dans trois circuits monophasés (fig. B-1) et avec notre notation habituelle pour les tensions ($v_1 = V_m \sin \omega t$) :

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{V_m}{Z} \sin (\omega t - \varphi) ; \\ i_2 &= \frac{V_m}{Z} \sin \left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) ; \\ i_3 &= \frac{V_m}{Z} \sin \left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3} \right). \end{aligned}$$

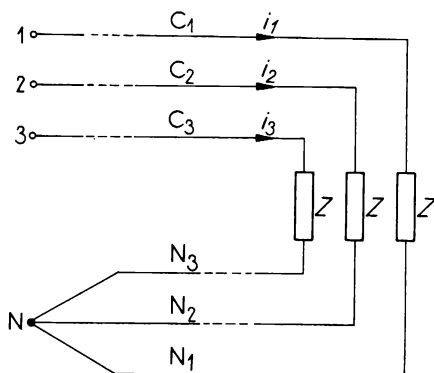


FIG. B-1. — **Alimentation triphasée de trois impédances identiques par trois circuits monophasés distincts.**

Ce montage exige trois fils de retour N_1, N_2, N_3 de même longueur et de même section que les conducteurs de phase C_1, C_2, C_3 et les pertes par effet Joule y sont les mêmes. Ce montage est réalisé pour l'éclairage de divers appartements d'un immeuble, mais alors les fils sont courts et on retrouve dans la ligne de distribution, où le neutre est unique, les avantages du montage suivant.

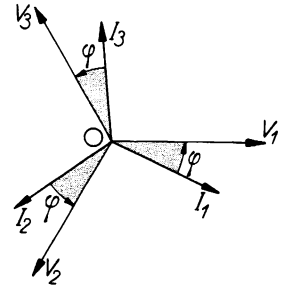
2. — COUPLAGE EN ÉTOILE A TROIS FILS

a) Système équilibré.

Les courants précédents i_1, i_2, i_3 constituent un système triphasé équilibré et symétrique (fig. B-2); la somme algébrique des intensités instantanées est donc nulle :

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0.$$

FIG. B-2. — Diagramme vectoriel relatif à la figure B-1.



Si l'on remplace les trois fils de neutre de la figure B-1 par un fil unique N (fig. B-3), ce fil n'est parcouru par aucun courant et peut donc être supprimé : le nombre des conducteurs est divisé par deux, ainsi que les pertes par effet Joule dans la ligne de distribution.

Le terme *couplage en étoile* provient de la disposition de la figure B-4.

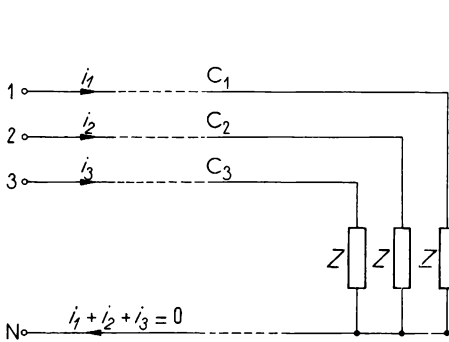


FIG. B-3. — Montage équilibré à quatre fils déduit de la figure B-1 : on peut supprimer le conducteur de neutre sans modifier le fonctionnement (montage équilibré à 3 fils).

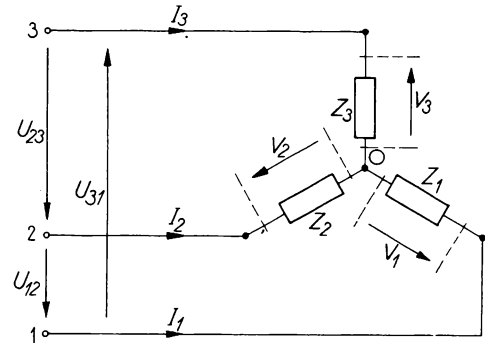


FIG. B-4. — Couplage en étoile, à trois fils. Chaque phase du récepteur est reliée au point commun O et à une phase du réseau.

b) Système déséquilibré.

Lorsque les phases du récepteur ont des impédances Z_1, Z_2, Z_3 différentes, les courants I_1, I_2, I_3 sont différents, ainsi que les tensions V'_1, V'_2, V'_3 entre conducteurs de phases et point commun O du récepteur.

Les tensions composées U_{12}, U_{23}, U_{31} imposées par le réseau forment toujours le

même triangle équilatéral ABC (fig. B-5) que dans la figure A-7. Mesurant V'_1 et V'_2 par exemple, on peut construire le *centre des tensions* O et vérifier que $OC = V'_3$.

Si l'on connaît les impédances Z_1, Z_2, Z_3 (et $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$), on peut calculer I_1, I_2, I_3 , les représenter sur ce diagramme vectoriel et y vérifier que $\vec{I}_1 + \vec{I}_2 + \vec{I}_3 = 0$. Le centre O des tensions et le point neutre N (centre de gravité du triangle équilatéral ABC) ne se confondent que dans le cas de trois impédances Z_1, Z_2, Z_3 identiques (§ a).

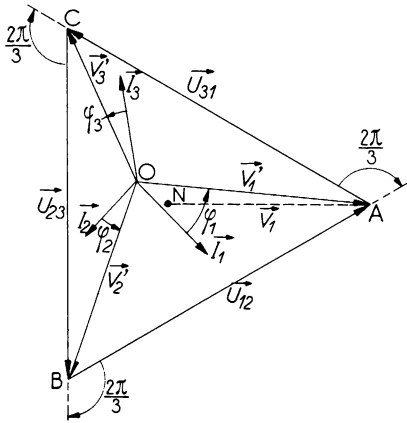


FIG. B-5. — **Couplage en étoile à trois fils, déséquilibré.**

O : centre des tensions simples ; N : point neutre ; $\vec{V}_1$: tension simple du réseau.

En résumé, dans un montage en étoile à trois fils :

— Les courants de phases (dans les phases du récepteur) :

- sont égaux aux courants de ligne I_1, I_2, I_3 ;
- ont une somme nulle :
 $i_1 + i_2 + i_3 = 0$; $\vec{I}_1 + \vec{I}_2 + \vec{I}_3 = 0$.
- sont en général déphasés d'angles $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ différents sur les tensions de phase V'_1, V'_2, V'_3 .

— Les tensions V'_1, V'_2, V'_3 aux bornes des phases :

- ont pour différences (vectorielles) les tensions composées du réseau :

$$\vec{V}_1 - \vec{V}_2 = \vec{U}_{12} ; \quad \vec{V}_2 - \vec{V}_3 = \vec{U}_{23} ; \quad \vec{V}_3 - \vec{V}_1 = \vec{U}_{31} ;$$

- ont en général des valeurs efficaces différentes.

c) Neutre artificiel.

Le neutre est obligatoire dans les distributions publiques, et de nombreux appareils *monophasés* sont branchés entre l'une des phases et le neutre. Mais, par exemple dans les ateliers utilisant des moteurs triphasés, on réalise en général, à partir du tableau d'arrivée, une distribution à trois fils et le neutre n'est pas toujours accessible.

Pour mesurer les tensions simples, ou pour les utiliser dans des mesures de puissance au wattmètre, on réalise un *neutre artificiel* :

Un neutre artificiel est le point commun à trois résistances identiques montées en étoile entre les phases du réseau.

Dans ce montage étoile équilibré, les tensions simples se confondent avec celles du réseau (§ b).

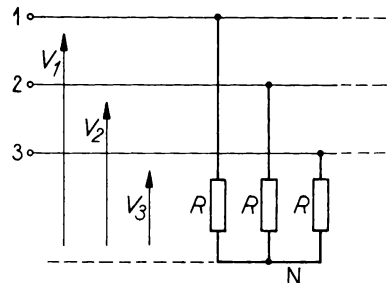


FIG. B-6. — Les tensions entre phases et neutre artificiel sont égales aux tensions simples du réseau.

3. — COUPLAGE EN ÉTOILE A QUATRE FILS

C'est seulement en régime équilibré que le fonctionnement est identique à celui du couplage sans fil de neutre.

En régime déséquilibré :

— Les trois phases Z_1 , Z_2 , Z_3 du récepteur sont soumises aux tensions simples du réseau, donc à la même tension efficace V .

Le neutre assure l'indépendance des trois phases : le courant de phase, donc le courant de ligne, se calcule comme en monophasé.

— Le courant de neutre est :

$$i_N = i_1 + i_2 + i_3; \quad \vec{I}_N = \vec{I}_1 + \vec{I}_2 + \vec{I}_3.$$

En pratique, I_N est inférieur aux courants de ligne : c'est pourquoi le conducteur de neutre est de plus petite section que les conducteurs de phase.

C. — Couplage en triangle

I. — MONTAGE (fig. C-1)

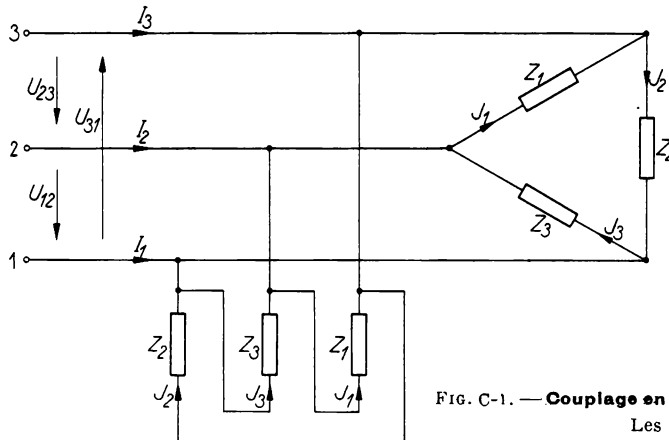


FIG. C-1. — Couplage en triangle de trois impédances

Les deux schémas sont équivalents.

Un récepteur triphasé est couplé en triangle lorsque ses trois phases sont connectées en série pour constituer un circuit fermé; les sommets du triangle sont reliés aux conducteurs de phases du réseau.

Le couplage en triangle est donc un système à trois fils (sans neutre). Chaque phase du récepteur est alimentée en monophasé; par exemple, le courant de phase J_1 est dû à la seule tension U_{23} et se calcule comme en monophasé :

$$J_1 = \frac{U}{Z_1}, \quad \text{tg } \varphi_1 = \frac{X_1}{R_1}.$$

2. — RELATIONS ENTRE LES COURANTS DE LIGNE i_1, i_2, i_3 ET LES COURANTS DE PHASE j_1, j_2, j_3

Avec les conventions de la figure C-1, on a :

$$\begin{aligned} i_1 &= j_3 - j_2 ; & i_2 &= j_1 - j_3 ; & i_3 &= j_2 - j_1 \\ \vec{I}_1 &= \vec{J}_3 - \vec{J}_2 ; & \vec{I}_2 &= \vec{J}_1 - \vec{J}_3 ; & \vec{I}_3 &= \vec{J}_2 - \vec{J}_1. \end{aligned}$$

En chaque sommet du triangle, le courant de ligne est égal à la différence des courants de phase, en valeurs instantanées et en vecteurs, d'où la figure C-2 qui donne la construction des courants de ligne à partir des courants de phase.

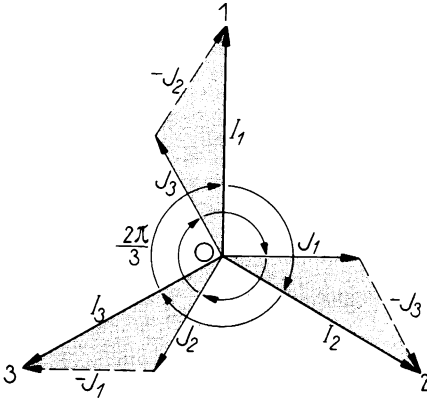


FIG. C-2. — Construction des courants de ligne I à partir des courants de phase J .

3. — LA SOMME DES COURANTS INSTANTANÉS DE LIGNE EST NULLE

En effet : $i_1 + i_2 + i_3 = (j_2 - j_3) + (j_3 - j_1) + (j_1 - j_2) = 0$.

La somme de leurs vecteurs de Fresnel est donc nulle :

$$\vec{I}_1 + \vec{I}_2 + \vec{I}_3 = 0.$$

Cette propriété était prévisible puisque le récepteur, vu de la ligne, peut être considéré comme un nœud.

4. — RÉCEPTEUR A PHASES IDENTIQUES : SYSTÈMES ÉQUILIBRÉS DE COURANTS

On a alors : $J_1 = J_2 = J_3$; $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3$,

Ces courants constituent un système équilibré : il en est donc de même pour les courants de ligne I_1, I_2, I_3 . Dans ce cas, les trois triangles grisés de la figure C-2 ont deux côtés égaux au courant de phase J , le troisième égal au courant de ligne I et les angles valent $120^\circ, 30^\circ, 30^\circ$ (fig. C-3) :

$$I = 2 BH = 2 J \cos 30^\circ = 2 J \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right).$$

$$I = J \sqrt{3}.$$

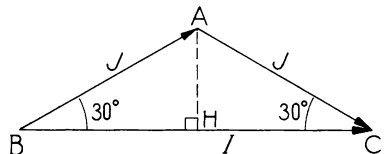


FIG. C-3 : $I = J \sqrt{3}$.

D. — Chute de tension triphasée

C'est la chute de tension *composée*.

I. — INSERTION DE RÉSISTANCES DANS LES TROIS PHASES (fig. D-1)

a) Les courants de ligne sont en phase avec les tensions simples.

Soient V_1, V_2, V_3 les tensions simples du réseau, V'_1, V'_2, V'_3 les tensions simples aux bornes du récepteur. Les chutes rI_1, rI_2, rI_3 sont en phase avec les tensions simples, donc, en valeurs efficaces comme en valeurs instantanées :

$$V'_1 = V_1 - rI_1; \quad V'_2 = V_2 - rI_2; \quad V'_3 = V_3 - rI_3. \quad (D\ 1)$$

Lorsque le système est équilibré ($V_1 = V_2 = V_3 = V$; $I_1 = I_2 = I_3 = I$), les trois chutes sont égales (rI) et régulièrement déphasées de 120° :

$$\Delta V = V - V' = rI$$

$$\Delta U = U - U' = V\sqrt{3} - V'\sqrt{3} = (V - V')\sqrt{3} = \sqrt{3}\Delta V.$$

La chute triphasée est donc :

$$\Delta U = \sqrt{3} rI.$$

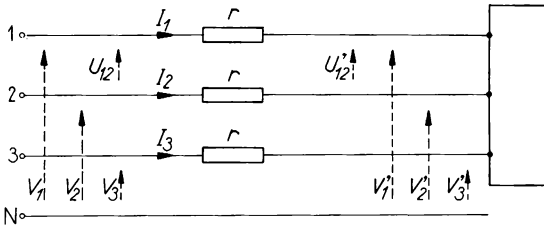


FIG. D-1. — Chute triphasée due à des résistances.

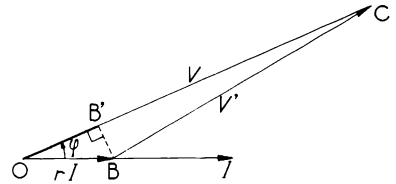


FIG. D-2. — Calcul de la chute simple ΔV dans le cas d'un déphasage φ de I sur V .

b) Les courants de ligne sont déphasés sur les tensions simples.

Les égalités D1 ne sont plus vérifiées en valeurs efficaces, mais sont encore vraies en valeurs instantanées et en vecteurs ; pour un système équilibré :

$$\vec{V}' = \vec{V} - r\vec{I}.$$

Lorsque rI est petit devant V , on assimile V' à sa projection $B'C$ sur V , d'où en valeurs efficaces (fig. D-2) :

$$\Delta V = V - V' = OB' = rI \cos \varphi.$$

Chute triphasée :

$$\Delta U = \Delta V\sqrt{3} = \sqrt{3} rI \cos \varphi.$$

2. — CHUTE TRIPHASÉE DANS UNE LIGNE

Soit r la résistance d'un conducteur de phase et l son inductance. Nous supposons que le système est équilibré. Chaque conducteur de phase est une ligne monophasée de chute ΔV :

$$\overrightarrow{\Delta V} = \overrightarrow{V} - \overrightarrow{V'} = \overrightarrow{rI} + \overrightarrow{l\omega I}.$$

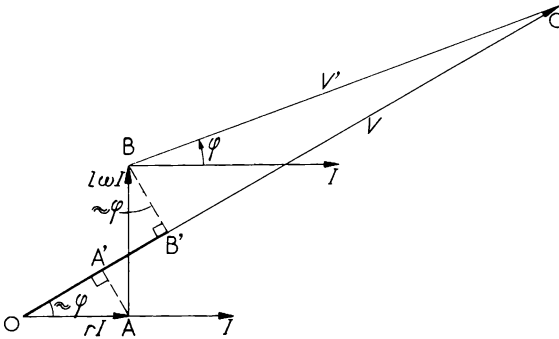


FIG. D-3. — Calcul de la chute simple ΔV en ligne.

ΔV étant petit devant V , le déphasage entre V et V' est petit et on peut assimiler V' à sa projection $B'C$ sur V (fig. D-3) :

$$\Delta V \approx OB' = rI \cos \varphi + l\omega I \sin \varphi.$$

La chute triphasée est donc :

$$\Delta U = \sqrt{3} \Delta V = \sqrt{3} (rI \cos \varphi + l\omega I \sin \varphi).$$

E. — Exercices résolus

1. Une distribution triphasée 220 V, à trois fils, alimente 15 lampes couplées en étoile, également réparties sur les trois phases (fig. E-1) ; la résistance de chaque lampe est $R_L = 250$ ohms. On demande :

- 1° La tension V aux bornes des lampes.
- 2° L'intensité I du courant de ligne.
- 3° Les nouvelles valeurs V' et I' de la tension aux bornes des lampes et de l'intensité en ligne si l'un des fils d'alimentation se rompt (on admettra que la résistance d'une lampe reste égale à 250 ohms).

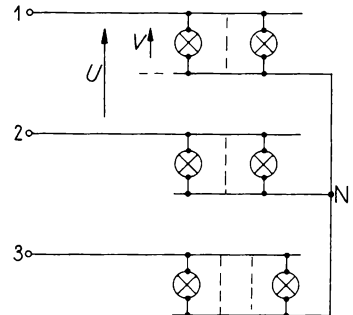


FIG. E-1.

Solution abrégée.

1°
$$V = \frac{U}{\sqrt{3}} = \frac{220}{\sqrt{3}} \approx 127 \text{ V.}$$

2° Résistance d'une phase du récepteur : $R = \frac{R_L}{5} = 50 \Omega$. D'où :

$$I = \frac{V}{R} = \frac{127}{50} = 2,54 \text{ A.}$$

3° Deux groupes de lampes se partagent également la tension composée $U = 220 \text{ V}$:

$$V' = \frac{U}{2} = 110 \text{ V.}$$

D'où

$$I' = \frac{U'}{R} = \frac{110}{50} = 2,2 \text{ A.}$$

2. Trois résistances de valeurs différentes R_1, R_2, R_3 sont couplées en étoile ; leur point commun O n'est pas relié au neutre N (fig. E-2).

1° Établir l'expression du vecteur $\vec{V}_0$ représentant la tension entre O et N , en fonction des résistances et des vecteurs $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3$ représentant les tensions simples du réseau.

2° Pour les questions 2, 3, 4, la tension simple est $V = 127 \text{ V}$ et $R_2 = \frac{R_1}{2}$;

$$R_3 = \frac{R_1}{3}.$$

a) Exprimer numériquement le vecteur $\vec{V}_0$ et le construire.

b) Quelles sont les valeurs des tensions V'_1, V'_2, V'_3 aux bornes de R_1, R_2, R_3 ?

3° On donne $R_1 = 180 \Omega$. Quelles sont les intensités $\vec{I}'_1, \vec{I}'_2, \vec{I}'_3$ des courants ? Vérifier graphiquement que

$$\vec{I}'_1 + \vec{I}'_2 + \vec{I}'_3 = 0.$$

4° On relie le centre O de l'étoile au conducteur de neutre : déterminer l'intensité I_N dans ce fil.

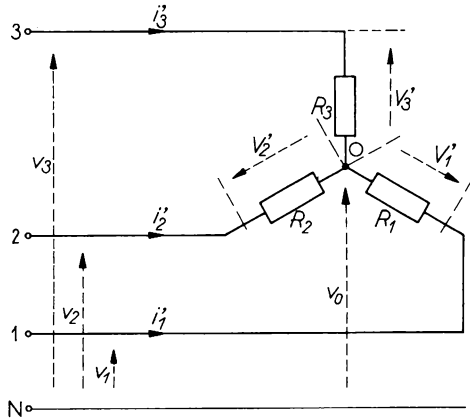


FIG. E-2.

Solution.

1° En valeurs instantanées :

$$i'_1 = \frac{v_1 - v_0}{R_1} ; \quad i'_2 = \frac{v_2 - v_0}{R_2} ; \quad i'_3 = \frac{v_3 - v_0}{R_3}.$$

Or

$$i'_1 + i'_2 + i'_3 = 0, \text{ d'où : } v_0 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) = \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3}.$$

Soit R la résistance équivalente à R_1, R_2, R_3 en parallèle :

$$v_0 = R \left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} \right).$$

On sait que les vecteurs de Fresnel sont liés par la même relation :

$$\vec{V}_0 = R \left(\frac{\vec{V}_1}{R_1} + \frac{\vec{V}_2}{R_2} + \frac{\vec{V}_3}{R_3} \right). \quad (1)$$

2° a)
$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{2}{R_1} + \frac{3}{R_1} = \frac{6}{R_1} ; \quad R = \frac{R_1}{6}.$$

La relation (1) devient :

$$\vec{V}_0 = \frac{\vec{V}_1}{6} + \frac{\vec{V}_2}{3} + \frac{\vec{V}_3}{2}.$$

PROBLÈMES DE LA LEÇON I

1. Trois bobines identiques, chacune de résistance $R = 12 \, \Omega$ et d'impédance $Z = 50 \, \Omega$, sont couplées en triangle et alimentées par un réseau à 380 V. Calculer :
- 1° Le courant J dans une bobine.
 - 2° Le déphasage φ de ce courant sur la tension aux bornes de la bobine.
 - 3° Le courant de ligne I .

Réponses : 1° $J = 7,6 \, \text{A}$. 2° $\varphi = 76^\circ$. 3° $I = 13,2 \, \text{A}$.

2. Trois résistances identiques R étant couplées en triangle, on mesure entre deux sommets la résistance $r = 100 \, \Omega$. On branche le triangle sur un réseau à 380 V. Calculer :
- 1° La valeur R d'une résistance et le courant qui la parcourt.
 - 2° L'intensité du courant de ligne.
 - 3° La puissance consommée par le montage.

Réponses : 1° $150 \, \Omega$; $2,5 \, \text{A}$. 2° $4,4 \, \text{A}$. 3° $2,9 \, \text{kW}$.

3. Trois bobines identiques, chacune de résistance $4 \, \Omega$ et d'inductance $0,10 \, \text{H}$, sont couplées en étoile et alimentées par un réseau 380 V, 50 Hz. Calculer le courant de ligne.

Réponse : $7 \, \text{A}$.

4. Dans un réseau triphasé, l'une des tensions simples est $e_1 = 260 \sin \omega t$.

- 1° Quelle est la valeur efficace de la tension composée ?
- 2° On réalise, entre un fil de ligne et le neutre, le montage de la figure 1. L'indication de l'ampèremètre reste la même dans les deux positions du commutateur K lorsque $R = 318 \, \Omega$: calculer C .

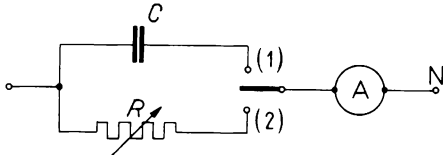


FIG. 1. Pb 4.

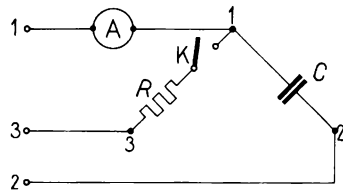


FIG. 2 Pb 4.

- 3° On réalise le montage de la figure 2, avec le même condensateur et $R = 318 \, \Omega$. Qu'indique l'ampèremètre lorsque K est ouvert, puis lorsque K est fermé.

(D'après B. T. S. Électrotechnique.)

Réponses : 1° $318 \, \text{V}$. 2° $10 \, \mu\text{F}$. 3° $1 \, \text{A}$; $2 \cos 75^\circ = 0,52 \, \text{A}$.

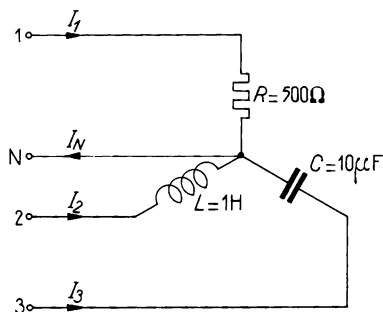
5. Une installation est alimentée par un réseau alternatif triphasé à quatre fils, de tension composée $U = 220 \, \text{V}$, 50 hertz ; elle comprend :
- 30 lampes de 100 watts, également réparties, entre phases et neutre ;
 - 3 bobines identiques, montées en triangle, consommant une puissance active totale $P' = 6\,600 \, \text{watts}$ et de facteur de puissance $0,60$;
 - 1 moteur triphasé de puissance utile $3\,680 \, \text{watts}$, de rendement $0,80$ et de facteur de puissance $0,75$.

Calculer :

- 1° L'intensité I_L du courant absorbé par un groupement de lampes.
- 2° L'intensité I_B du courant absorbé par une bobine.
- 3° La résistance et l'inductance d'une bobine.
- 4° Le courant de ligne total I absorbé par l'installation.

Réponses : 1° 7,9 A. 2° 16,7 A. 3° $R = 7,9 \Omega$; $L \approx 34 \text{ mH}$.
4° $I = 50,3 \approx 50 \text{ A}$.

6. Calculer, pour le schéma de la figure Pb-6 et $V = 126 \text{ V}$:



- 1° Le courant de neutre I_N (on adopte $\pi \approx \frac{10}{\pi} \approx 3,16$).
- 2° La valeur R' à donner à la résistance pour que le courant de neutre soit nul.
- 3° On permute les connexions aux phases 2 et 3 du réseau : résoudre les deux questions précédentes. En déduire que ce montage permet de trouver l'ordre de succession des phases.

Réponses : 1° 441 mA. 2° 181 Ω .
3° 945 mA ; $I_N \neq 0$.

FIG. Pb 6.

7. Montrer que, dans l'exercice résolu n° 2, on a :

$$V_0 = \frac{V}{2\sqrt{3}} = 36,7 \text{ V} ; V'_1 = \frac{V\sqrt{19}}{2\sqrt{3}} = 159,8 \text{ V} ; V'_2 = V \frac{\sqrt{13}}{2\sqrt{3}} = 132,2 \text{ V} ;$$

$$V'_3 = \frac{\sqrt{7}}{2\sqrt{3}} = 97,0 \text{ V}.$$

8. Trois résistances $R_1, R_2 = \frac{R_1}{2}, R_3 = \frac{R_1}{3}$ sont couplées en étoile avec neutre et alimentées par un réseau triphasé à 380 V. Calculer le courant de neutre I_N en fonction de $I_1 = \frac{V}{R_1}$, où V est la tension simple, puis I_N lorsque $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$.

Vérifier graphiquement.

Réponses : $I_N = I_1\sqrt{3} = 0,38 \text{ A}$.

9. Trois résistances : $R_1, R_2 = R_1, R_3 = 2 R_1$, sont montées en étoile, sans liaison avec le neutre, sur un réseau à 380 V.

- 1° Déterminer la tension V_0 entre le point commun O et le neutre N ainsi que les tensions V'_1, V'_2, V'_3 aux bornes de R_1, R_2, R_3 .
- 2° On relie le point commun O au neutre par un fil de résistance négligeable devant $R_1 = 500 \Omega$: calculer le courant dans le fil neutre en utilisant V_0 . Quelle est la phase de I_N lorsque celle de la tension simple V_1 est prise comme origine des phases ?

Réponses : 1° $V_0 = 44 \text{ V}$; $V'_1 = V'_2 = 202 \text{ V}$; $V'_3 = 264 \text{ V}$.

2° $I_N = \frac{V_0}{R_e} = \frac{44}{200} = 0,22 \text{ A}$; 60° en arrière.

II. — PUISSANCES EN TRIPHASÉ

A. — Expressions des puissances

I. — PUISSANCE ACTIVE

a) Systèmes déséquilibrés.

La puissance active d'un récepteur triphasé est la somme des puissances actives des trois phases :

— *Couplage en étoile*, avec neutre (fig. A-1), sans neutre (fig. A-2) :

$$P_Y = V_1 I_1 \cos \varphi_1 + V_2 I_2 \cos \varphi_2 + V_3 I_3 \cos \varphi_3 ;$$

$$P'_Y = V'_1 I'_1 \cos \varphi'_1 + V'_2 I'_2 \cos \varphi'_2 + V'_3 I'_3 \cos \varphi'_3 .$$

— *Couplage en triangle* (fig. A-3) :

$$P_\Delta = U_{23} J_1 \cos \varphi_1 + U_{31} J_2 \cos \varphi_2 + U_{12} J_3 \cos \varphi_3 .$$

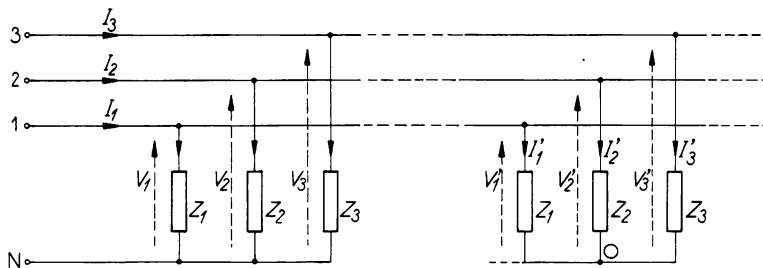


FIG. A-1.

FIG. A-2.

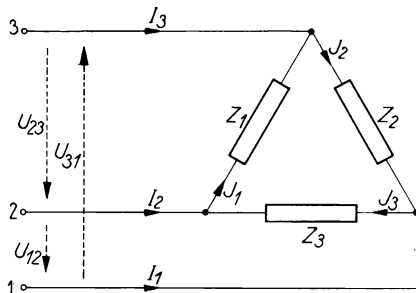


FIG. A-3.

b) Cas des systèmes équilibrés.

Soit I le courant de ligne, $J = \frac{I}{\sqrt{3}}$ le courant de phase du montage en triangle, φ le déphasage du courant d'une phase sur la tension aux bornes de cette phase. Les expressions précédentes deviennent :

$$P_Y = 3 V I_Y \cos \varphi = \sqrt{3} U I_Y \cos \varphi \quad (\text{car } V'_1 = V_1 \dots)$$

$$P_\Delta = 3 U J \cos \varphi = \sqrt{3} U I_\Delta \cos \varphi.$$

On peut donc rassembler ces deux expressions en une seule :

$$\boxed{P = \sqrt{3} U I \cos \varphi.} \quad (W, V, A)$$

U : tension composée ; I : courant de ligne ; φ : déphasage de I sur V ou de J sur U (c'est-à-dire déphasage de l'impédance Z d'une phase).

c) Le courant de ligne et la puissance d'un même récepteur sont trois fois plus grands en triangle qu'en étoile.

En effet, $\cos \varphi$ est le même dans les deux montages et Z étant l'impédance de chaque phase :

$$I_\Delta = J \sqrt{3} = \frac{U}{Z} \sqrt{3} = \frac{(V \sqrt{3})}{Z} \sqrt{3} = 3 \frac{V}{Z} = 3 I_Y.$$

Donc

$$\boxed{I_\Delta = 3 I_Y} \quad ; \quad \boxed{P_\Delta = 3 P_Y.}$$

APPLICATION. — Démarrage étoile-triangle (L. VIII), des moteurs asynchrones.

2. — PUISSANCE RÉACTIVE

La puissance réactive d'un montage triphasé est la somme des puissances réactives des trois phases :

$$Q_Y = \Sigma V_1 I_1 \sin \varphi_1 ; \quad Q_\Delta = \Sigma U_{23} J_1 \sin \varphi_1.$$

Pour les montages équilibrés :

$$Q_Y = 3 V I \sin \varphi ; \quad Q_\Delta = 3 U J \sin \varphi.$$

Remplaçant $V = \frac{U}{\sqrt{3}}$ et $J = \frac{I}{\sqrt{3}}$, on obtient la même expression pour le couplage en étoile et le couplage en triangle :

$$\boxed{Q = \sqrt{3} U I \sin \varphi.} \quad (\text{var, V, A}).$$

Pour un récepteur donné : $I_\Delta = 3 I_Y$, donc $Q_\Delta = 3 Q_Y$.

3. — PUISSANCE APPARENTE

A l'inverse des puissances active et réactive, elle ne se conserve pas ; on la calcule par la relation

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2},$$

qui, pour un montage *équilibré*, donne :

$$\boxed{S = \sqrt{3} UI} \quad (\text{VA, V, A}).$$

4. — PUISSANCE INSTANTANÉE

a) Définition.

La puissance instantanée p d'un montage triphasé est égale à la somme des puissances instantanées des trois phases :

— Couplage en étoile (fig. A-1) : $p_{\Sigma} = v_1 i_1 + v_2 i_2 + v_3 i_3$.

— Couplage en triangle (fig. A-2) : $p_{\Delta} = u_{31} j_2 + u_{23} j_1 + u_{12} j_3$.

b) Expression en fonction des tensions composées et des courants de ligne.

— *Couplage en étoile.* Éliminons $i_3 = -(i_1 + i_2)$:

$$\begin{aligned} p_{\Sigma} &= v_1 i_1 + v_2 i_2 - v_3 (i_1 + i_2) = (v_1 - v_3) i_1 + (v_2 - v_3) i_2 \\ p_{\Sigma} &= u_{13} i_1 + u_{23} i_2. \end{aligned}$$

— *Couplage en triangle.* Éliminons $u_{12} = -(u_{23} + u_{31})$:

$$p_{\Delta} = u_{31} j_2 + u_{23} j_1 - (u_{23} + u_{31}) j_3 = u_{31} (j_2 - j_3) + u_{23} (j_1 - j_3)$$

$$\begin{aligned} \text{Or} \quad j_2 - j_3 &= -i_1; \quad u_{31} = -u_{13}; \quad j_1 - j_3 = i_2; \\ p_{\Delta} &= u_{13} i_1 + u_{23} i_2. \end{aligned}$$

Donc, pour tout montage à trois fils, étoile ou triangle, équilibré ou non :

$$\boxed{p = u_{13} i_1 + u_{23} i_2},$$

somme de deux termes au lieu de trois (§ a) ; ce résultat suggère et justifie la méthode des deux wattmètres (§ C).

B. — Mesure de la puissance active

I. — MONTAGES TRIPHASÉS A QUATRE FILS

Ils ne peuvent être qu'en étoile ; on sait (L. I) que, grâce au fil neutre, *les trois circuits monophasés sont indépendants* : on mesure donc séparément leurs puissances P_1 , P_2 , P_3 avec trois wattmètres, montés chacun comme en monophasé :

$$P = P_1 + P_2 + P_3.$$

Lorsque le montage est équilibré, on a $P_1 = P_2 = P_3$ et $P = 3 P_1$: on utilise un seul wattmètre (fig. B-1).

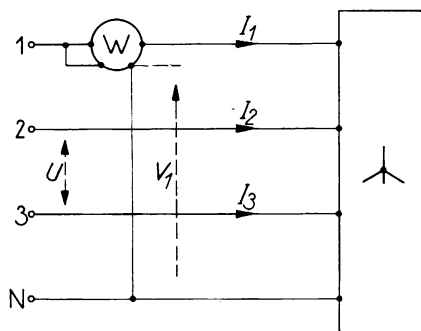


FIG. B-1.

2. — DISTRIBUTION TRIPHASÉE A TROIS FILS : PROCÉDÉ DU NEUTRE ARTIFICIEL

Tout le paragraphe 1 reste valable à condition de créer un neutre artificiel N (L. I, § B).

REMARQUES.

- 1° Si les trois wattmètres sont identiques, leurs circuits de tension peuvent constituer les trois résistances du neutre artificiel.
- 2° On préfère en général la méthode des deux wattmètres.

3. — MONTAGES TRIPHASÉS A TROIS FILS : MÉTHODE DES DEUX WATTMÈTRES

a) Principe ; montage.

Nous savons (§ A 4) que la puissance instantanée est :

$$p = u_{13}i_1 + u_{23}i_2.$$

La puissance active $P = p_{moy}$ est donc :

$$P = (u_{13}i_1)_{moy} + (u_{23}i_2)_{moy}.$$

Posons : $P_1 = (u_{13}i_1)_{\text{moy}}$, $P_2 = (u_{23}i_2)_{\text{moy}}$. P_1 est mesurée par un wattmètre dont le circuit intensité est parcouru par le courant i_1 et le circuit tension soumis à la tension u_{13} ; de même pour P_2 (i_2 et u_{23}). La puissance P est la somme des lectures P_1 et P_2 des deux wattmètres :

$$P = P_1 + P_2.$$

D'où le montage de la figure B-2.

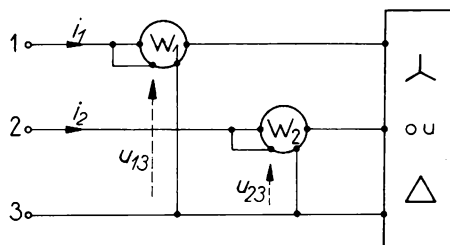


FIG. B-2. — Mesure de la puissance, en triphasé, par la méthode des deux wattmètres.

Considérées séparément, les lectures P_1 et P_2 n'ont aucune signification; nous verrons même que P_2 peut être négative (§ c).

b) Montage pratique avec un seul wattmètre et un commutateur de wattmètre.

Dans la position de la figure B-3, le wattmètre est parcouru par le courant I_1 et soumis à la tension U_{13} : il indique P_1 . En basculant le commutateur, il indique $|P_2|$.

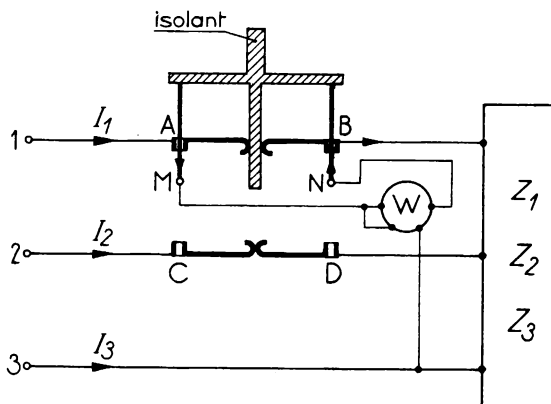


FIG. B-3. — Méthode des deux wattmètres.

Montage pratique avec un seul wattmètre, que l'on commute. Le commutateur comporte deux couteaux métalliques et un couteau isolant. Quand on le bascule dans les plots C et D, le wattmètre est parcouru par I_2 et soumis à la tension U_{23} ; si le wattmètre dévie à l'envers, P_1 est négative et on permute les connexions en M et N pour obtenir la valeur absolue de P_1 .

c) **Méthode des deux wattmètres dans le cas d'un montage équilibré.**

— *Diagramme vectoriel* $\vec{U}_{13}, \vec{I}_1, \vec{U}_{23}, \vec{I}_2$ (fig. B-4).

Partant des tensions simples V_1, V_2, V_3 , on trace :

- $\vec{U}_{13} = \vec{V}_1 - \vec{V}_3$, qui fait l'angle $\frac{\pi}{6}$ avec $\vec{V}_1$ et $\frac{\pi}{6} - \varphi$ avec $\vec{I}_1$;
- $\vec{U}_{23} = \vec{V}_2 - \vec{V}_3$, qui fait l'angle $\frac{\pi}{6}$ avec $\vec{V}_2$ et $\frac{\pi}{6} + \varphi$ avec $\vec{I}_2$.

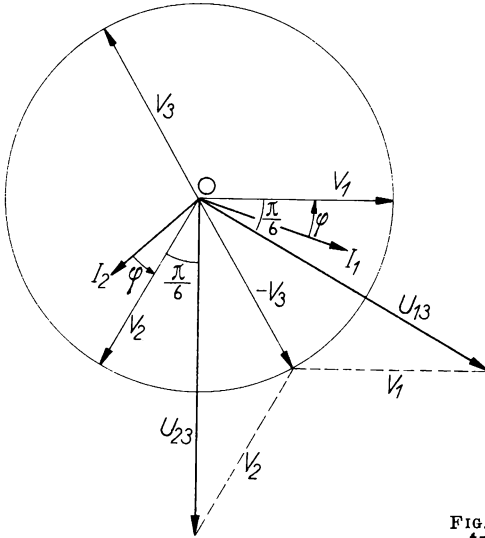


FIG. B-4. — **Méthode des deux wattmètres : diagramme vectoriel.**

— *Expressions de P_1 et P_2 en fonction de φ . Signe de P_2 .*

$$P_1 = (u_{13}i_1)_{\text{moy}} = U_{13} I_1 \cos(\vec{U}_{13}, \vec{I}_1), \text{ soit : } \boxed{P_1 = UI \cos\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right)}.$$

$$P_2 = (u_{23}i_2)_{\text{moy}} = U_{23} I_2 \cos(\vec{U}_{23}, \vec{I}_2), \text{ soit : } \boxed{P_2 = UI \cos\left(\frac{\pi}{6} + \varphi\right)}.$$

On constate que $P_1 = P_2$ pour $\varphi = 0$ (charges résistives).

Dans le cas usuel de récepteurs inductifs, on a :

- $P_1 > 0$ (puisque $\varphi < \frac{\pi}{2}$);
- $P_2 = 0$ pour $\varphi = \frac{\pi}{3}$ rd (60°), soit $\cos \varphi = 0,50$; pour $\cos \varphi > 0,50$: $P_2 > 0$;
pour $\cos \varphi < 0,50$: $P_2 < 0$.

Dans ce dernier cas :

$$P = P_1 - |P_2|.$$

REMARQUE. — Appliquant les relations $\cos(a \pm b) = \cos a \cos b \mp \sin a \sin b$, et $\cos \frac{\pi}{6} = \cos 30^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2}$, on trouve $P_1 + P_2 = \sqrt{3} UI \cos \varphi$, ce qui constitue une vérification.

— Expression de la puissance réactive Q et de $\operatorname{tg} \varphi = \frac{Q}{P}$.

D'après les expressions ci-dessus de P_1 et P_2 :

$$\begin{aligned} P_1 - P_2 &= UI \left(\cos \frac{\pi}{6} \cos \varphi + \sin \frac{\pi}{6} \sin \varphi \right) - UI \left(\cos \frac{\pi}{6} \cos \varphi - \sin \frac{\pi}{6} \sin \varphi \right) \\ &= 2 \sin \frac{\pi}{6} UI \sin \varphi. \end{aligned}$$

$$F_1 - P_2 = UI \sin \varphi.$$

Et comme $Q = \sqrt{3} UI \sin \varphi$:

$$\boxed{Q = \sqrt{3} (P_1 - P_2)} \quad ; \quad \boxed{\operatorname{tg} \varphi = \frac{Q}{P} = \sqrt{3} \frac{P_1 - P_2}{P_1 + P_2}}.$$

EXEMPLES NUMÉRIQUES.

$U = 220 \text{ V}$; $I = 10 \text{ A}$: calculer P , Q , φ , connaissant P_1 et P_2 .

1° $P_1 = 2\,200 \text{ W}$; $P_2 = 1\,100 \text{ W}$.

$$P = P_1 + P_2 = 2\,200 + 1\,100 = 3\,300 \text{ W}$$

$$Q = \sqrt{3} (P_1 - P_2) = \sqrt{3} \cdot 1\,100 = 1\,905 \text{ var}$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{Q}{P} = \frac{1\,905}{3\,300} = 0,577 ; \quad \varphi = 30^\circ.$$

2° $P_1 = 1\,420 \text{ W}$; $P_2 = -750 \text{ W}$.

On trouve : $P = 670 \text{ W}$; $Q = 2\,750 \text{ var}$; $\operatorname{tg} \varphi = 4,10$; $\varphi \approx 76^\circ$.

REMARQUES.

— La méthode des deux wattmètres s'applique aussi aux générateurs.

— La puissance active (ou réactive) peut se mesurer avec un compteur triphasé d'énergie active (ou réactive) et un chronomètre ; si la puissance varie, on obtient la puissance *moyenne* dans l'intervalle de temps considéré (dans les installations industrielles, l'E. D. F. procède à un relevé mensuel).

C. — Relèvement du facteur de puissance

En triphasé, ce relèvement peut être réalisé :

- par des compensateurs synchrones (L. VII, § D);
- par des condensateurs.

En général, on couple en triangle trois capacités C , et leur calcul se fait donc comme en monophasé (fasc. III).

Pour passer de $\cos \varphi$ à $\cos \varphi'$, ils doivent fournir la puissance réactive :

$$\Delta Q = Q - Q' = P (\operatorname{tg} \varphi - \operatorname{tg} \varphi'),$$

et entre deux phases $\frac{\Delta Q}{3}$:

$$\frac{\Delta Q}{3} = C \omega U^2, \quad \text{d'où} \quad C = \frac{P (\operatorname{tg} \varphi - \operatorname{tg} \varphi')}{3 \omega U^2}.$$

D. — Exercices résolus

1. Suite de l'exercice résolu n° 2 de la leçon I.

- 1° Calculez la puissance dépensée dans chaque résistance et la puissance totale P .
- 2° Quelles seraient les lectures dans la méthode des deux wattmètres (point commun : phase 3).

Solution.

$$\begin{aligned} 1^\circ P &= V_1' I_1' + V_2' I_2' + V_3' I_3' = 160 \times 0,89 + 131 \times 1,5 + 97 \times 1,6 \\ &= 142 + 196 + 155 = \boxed{493 \text{ W.}} \end{aligned}$$

2° Tracer de O la perpendiculaire à U_{13} et évaluer

$$\cos (U_{13}, I_1') = 0,91.$$

De même :

$$\cos (U_{23}, I_2') = 0,97.$$

$$P_1 = U_{13} I_1' \cos (U_{13}, I_1') = 220 \times 0,89 \times 0,91 = \boxed{178 \text{ W.}}$$

$$P_2 = U_{23} I_2' \cos (U_{23}, I_2') = 220 \times 1,5 \times 0,97 = \boxed{320 \text{ W.}}$$

$$\text{Vérification :} \quad P_1 + P_2 = 320 + 178 = 498 \text{ W.}$$

2. Trois condensateurs identiques $C = 20 \mu F$ sont couplés en triangle aux bornes d'un moteur, pour relever le facteur de puissance : quelle serait la capacité C' de l'un des trois condensateurs identiques, couplés en étoile pour obtenir la même amélioration du facteur de puissance ?

Solution.

Le couplage en triangle fournit $Q = 3 C \omega U^2 \text{ var}$,

et le couplage en étoile $Q = 3 C' \omega V^2 \text{ var}$.

D'où $C' V^2 = C U^2$ et $C' = 3 C = 60 \mu\text{F}$.

Bien qu'on puisse choisir les condensateurs C' dans une série à plus faible tension, ils seraient plus coûteux que les condensateurs C .

PROBLÈMES DE LA LEÇON II

1. Deux radiateurs de même puissance P comportent : l'un trois résistances identiques R_Y en étoile ; l'autre trois résistances identiques R_Δ en triangle. Calculer :

1° Le rapport $\frac{R_\Delta}{R_Y}$.

2° En fonction de P , les puissances obtenues en débranchant un fil de phase.

Réponses : 1° 3. 2° $\frac{P}{2}$; $\frac{P}{2}$.

2. Dans la méthode des deux wattmètres, on a trouvé pour un montage équilibré

$$P_1 = 2 \text{ kW} ; P_2 = 1 \text{ kW}.$$

On demande :

1° La puissance active P et la puissance réactive Q du montage.

2° Son facteur de puissance.

3° Le courant de ligne, sachant que la tension entre phases est $U = 380 \text{ V}$.

Réponses : 1° 3 kW ; 1,73 kvar. 2° 0,866. 3° 5,26 $\approx$ 5,3 A.

3. Trois résistances identiques $R = 100 \Omega$ sont couplées en étoile sans neutre, sous la tension $U = 380 \text{ V}$ entre phases.

1° Tracer le diagramme vectoriel des tensions simples V_1, V_2, V_3 , des tensions composées U_{12}, U_{23}, U_{31} et des courants I_1, I_2, I_3 .

2° En déduire les lectures P_1 et P_2 dans la méthode des deux wattmètres.

Réponses : 1° Voir le cours.

$$2^\circ P_1 = U_{13} I_1 \cos \frac{\pi}{6} = 726 \text{ W} = P_2 \left(\text{vérifier avec } P = 3 \frac{V^2}{R} \right).$$

4. Un petit atelier, alimenté en 380 V, comporte : deux moteurs de 2 kW, $\cos \varphi_1 = 0,60$; deux moteurs de 5 kW, $\cos \varphi_2 = 0,80$ alimentés entre phases.

Calculer le facteur de puissance $\cos \varphi$ de cet atelier et le courant de ligne I à la sortie du compteur :

1° Le jour (pas de lampes en fonctionnement).

2° Le soir, lorsque l'éclairage de l'atelier et des bureaux absorbe 3 kW.

Réponses : 1° 0,74 ; 28,8 A. 2° 0,80 ; 32,2 A.

5. On connecte en triangle : entre les phases 1 et 2 d'un réseau triphasé une capacité $C = 106 \mu\text{F}$; entre les phases 2 et 3 une inductance pratiquement pure $L = 95,6 \text{ mH}$; entre les phases 3 et 1, une résistance $R = 30 \Omega$. La tension du réseau est $U = 120 \text{ V}$, 50 Hz. Calculez :

- 1° Les intensités des courants I_C , I_L , I_R dans les trois impédances.
- 2° Celles des courants de ligne I_1 , I_2 , I_3 .
- 3° Les lectures de deux wattmètres traversés respectivement par I_1 et I_2 , et dont les fils fins sont disposés entre les conducteurs 1 et 3, 2 et 3.

Réponses : 1° $I_C = I_L = I_R = 4,0 \text{ A}$. 2° **2,06 ; 4,0 ; 2,06 A.**
3° **64 W ; 416 W.**

6. L'E.D.F. fournit gratuitement la totalité de l'énergie réactive pendant les heures dites *creuses* (H. C.) et seulement 0,6 kvarh par kWh consommé pendant les heures de pointe (P.) et les heures pleines (H. P.). Prix du kvarh : $\frac{1}{8}$ du prix du kWh H. P. Une installation industrielle a consommé, en un mois, 2 523 kWh (P.), 2 764 kWh (H. P.), 6 270 kWh (H. C.). En pointe et H. P., on a calculé $\text{tg } \varphi = 0,830$. Quelle sera l'énergie réactive facturée ? Quelle majoration du prix du kWh en résulte-t-il en ramenant cette majoration uniquement aux heures pleines ?

Réponses : **4 388 — 3 172 = 1 216 kvarh ; 5,5 % (et seulement 0,67 % sur le total de la facture, d'après un document E.D.F.).**

7. On dispose d'un radiateur électrique triphasé alimenté par les trois fils de phase et on essaie de savoir, par des mesures, si ses trois résistances, identiques, sont montées en étoile ou en triangle.

- 1° Un *voltmètre*, branché entre les bornes 1' et 3' du radiateur, mesure la tension composée U : on demande la tension qu'il indique lorsqu'on débranche la phase 3 du réseau à l'aide d'un interrupteur K, dans le cas d'un montage :
a) En étoile. b) En triangle.
- 2° Un *ampèremètre* indique I_1 ampères (phase 1) lorsque K est fermé ; qu'indique-t-il lorsque K est ouvert si le radiateur est monté :
a) En étoile ? b) En triangle ?
- 3° Un *wattmètre* est monté dans la phase 1 et avec un neutre artificiel fait de trois résistances ρ en point commun, l'une étant la résistance additionnelle du circuit tension du wattmètre ; il indique la puissance $P_1 = 1 \text{ kW}$.
On débranche la phase 3 du réseau : quelles sont les lectures L_Y et L_Δ suivant que le radiateur est monté :
a) En étoile ? b) En triangle ?

Réponses : 1° a) $\frac{U}{2}$; b) $\frac{U}{2}$. 2° a) $\frac{\sqrt{3}}{2} I_1$; b) $\frac{\sqrt{3}}{2} I_1$.

3° a) $L_Y = \frac{3 P_1}{4}$; b) $L_\Delta = \frac{3 P_1}{4}$; il faut démonter le capot.



III. — CIRCUIT MAGNÉTIQUE EN ALTERNATIF

Les transformateurs, les alternateurs, les moteurs à courant alternatif, les compteurs d'énergie... comportent des enroulements, fixes ou mobiles, disposés sur un circuit magnétique.

D'autre part (fasc. III, L. II), toutes les lois du courant continu s'appliquent aux valeurs instantanées des tensions, courants, flux... variables, d'où la nécessité de quelques rappels et compléments sur le circuit magnétique en continu.

A. — Circuit magnétique en continu : rappels et compléments

1. — FLUX MAGNÉTIQUE Φ ; INDUCTION MAGNÉTIQUE $B = \frac{\Phi}{S}$; UNITÉS

Pour faciliter les débutants, le fascicule II a introduit, dans l'ordre : B , puis Φ , puis la loi fondamentale de l'induction électromagnétique $e = -\frac{d\Phi}{dt}$. Cette loi constitue le pont essentiel entre l'électrocinétique et l'électromagnétisme ; c'est pourquoi les unités S. I. sont définies dans l'ordre inverse :

- **Weber** (Wb) : flux d'induction magnétique qui, traversant un circuit d'une seule spire, y produirait une f. é. m. de 1 volt si on l'amenait à zéro en 1 seconde par décroissance uniforme.
- **Tesla** (T) : induction uniforme qui, normale à une surface plane de 1 mètre carré, y produit un flux de 1 weber.

2. — FORCE MAGNÉTOMOTRICE $F = NI$; RELUCTANCE $R_m = \frac{NI}{\Phi}$

Les circuits magnétiques canalisent les lignes d'induction : nous admettrons souvent, avec une bonne approximation, que le flux est le même dans toutes leurs sections droites (en l'absence de dérivation).

En particulier, il est le même dans un entrefer — interruption de faible longueur de la partie ferromagnétique — que dans le fer : *l'induction dans l'entrefer est donc la même que dans le fer.*

On sait (fasc. II, L. IV) que :

- Le flux est égal au quotient de la *force magnétomotrice* F par la *réductance* R_m du circuit magnétique :

$$\Phi = \frac{F}{R_m} \text{ (Wb, A, A/Wb ou H}^{-1}\text{)}.$$

- $F = NI$; N : nombre de spires de la bobine magnétisante ; I : intensité du courant dans cette bobine ; NI s'exprime en ampères (naguère ampères-tours) ⁽¹⁾.

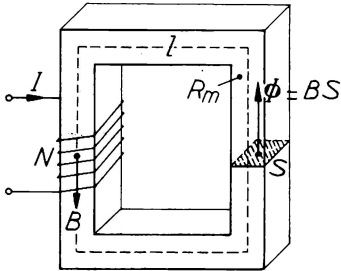


FIG. A-1. — Circuit magnétique homogène de section uniforme.

Force magnétomotrice : $F = NI$.

$$\text{Réductance : } R_m = \frac{l}{\mu_r \mu_0 S}.$$

$$\Phi = \frac{F}{R_m} = \mu_r \mu_0 \frac{NI}{l} S;$$

$$B = \mu_r \mu_0 \frac{NI}{l}.$$

— Pour un circuit homogène de longueur l , de section uniforme S (fig. A-1) de perméabilité relative μ_r , la réductance est

$$R_m = \frac{l}{\mu_r \mu_0 S}.$$

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$: perméabilité du vide et, pratiquement, de l'air.

- $F = R_m \Phi$ s'écrit donc :

$$NI = \left(\frac{l}{\mu_r \mu_0 S} \right) (BS);$$

$$\boxed{NI = \frac{Bl}{\mu_r \mu_0}} \quad (\text{A } 1)$$

Le courant d'excitation est $I = \frac{Bl}{\mu_r \mu_0 N}$. (A 2)

3. — LA FORCE MAGNÉTOMOTRICE NI FOURNIE PAR LA BOBINE MAGNÉTISANTE EST ÉGALE À LA SOMME DES AMPÈRES-TOURS CONSOMMÉS PAR LES DIVERS ÉLÉMENTS DU CIRCUIT MAGNÉTIQUE

On sait (fasc. II, L. IV) que la réductance équivalente à divers éléments en série est égale à la somme des réductances :

$$R_m = R_{m1} + R_{m2} + \dots$$

D'où

$$\Phi = \frac{NI}{R_m} = \frac{NI}{R_{m1} + R_{m2} + \dots}$$

$$NI = R_{m1} \Phi + R_{m2} \Phi + \dots$$

Posons $R_{m1} \Phi = (NI)_1$, ampères-tours consommés par l'élément 1, $R_{m2} \Phi = (NI)_2 \dots$:

$$NI = (NI)_1 + (NI)_2 + \dots$$

EXEMPLE. — Circuit magnétique de section uniforme, avec entrefer de longueur e (fig. A-2) :

On a :

$$NI = (NI)_{\text{fer}} + (NI)_e.$$

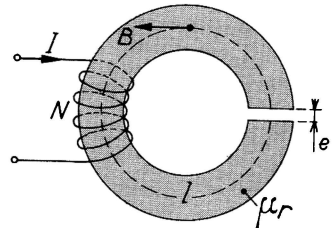


FIG. A-2. — Le flux magnétique Φ et l'induction magnétique $B = \frac{\Phi}{S}$ sont les mêmes dans le fer et dans l'entrefer.

(1) Nous conserverons parfois dans le texte, *ampère-tour*, terme plus explicite.

Or (§ 2) : $(NI)_{\text{fer}} = \frac{Bl}{\mu_r \mu_o}$; pour l'entrefer, il suffit de prendre $\mu_r = 1$;

$$(NI)_e = \frac{Be}{\mu_o}$$

$$NI = \frac{Bl}{\mu_r \mu_o} + \frac{Be}{\mu_o} = \frac{B}{\mu_o} \left(\frac{l}{\mu_r} + e \right).$$

On constate que pour $\mu_r = 1\ 000$, ordre de grandeur usuel, un entrefer de 1 millimètre consomme autant d'ampères que 1 000 mm = 1 mètre de fer.

Un entrefer augmente donc considérablement la puissance RI^2 consommée par la bobine et la difficulté d'évacuer la chaleur produite.

C'est pourquoi on cherche toujours à réduire le plus possible les entrefers des machines classiques.

REMARQUE. — En pratique, pour calculer les ampères, on évite le calcul de μ_r (voir Ex. n° 2).

4. — ADDITION ALGÈBRE DES AMPÈRES-TOURS

Convenons d'un sens positif pour le flux à l'intérieur du circuit magnétique ; les ampères-tours d'un enroulement sont positifs lorsqu'ils produisent un flux positif, négatifs s'ils produisent un flux négatif.

Dans un circuit magnétique non saturé pourvu de plusieurs enroulements, le flux est produit par la somme algébrique de leurs ampères-tours :

$$\Phi = \mu_r \mu_o \frac{(\sum N_1 I_1) S}{l}.$$

5. — MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES

Revoir fascicule II, leçons II et IX. Ajoutons que le feuilletage, qui diminue les courants de Foucault, entraîne un *foisonnement* dû à l'épaisseur des isolants et à de petites irrégularités des surfaces des tôles : la section utile S_u d'un noyau feuilleté (section du fer) est un peu plus petite que sa section géométrique S_g .

Le rapport $\frac{S_u}{S_g}$ est appelé *coefficient de réduction de section* ou *coefficient de foisonnement* ; il est voisin de 0,90 (de 0,88 à 0,95).

La perte spécifique dans le fer diminue dans l'ordre :

- tôles pour machines tournantes : 3,6 à 1,6 W/kg ;
- tôles pour transformateurs : 1,6 à 0,9 W/kg ;
- tôles à structure orientée : $\approx 0,5$ W/kg.

B. — Circuit magnétique en alternatif : flux ; induction maximale

Soit $u = U\sqrt{2} \sin \omega t$ la tension d'alimentation de la bobine magnétisante, N son nombre de spires, i le courant instantané, φ le flux instantané dans une spire et dans une section droite S du fer. On considère un circuit magnétique homogène (matériau unique) et de section constante ; on néglige la chute ohmique devant la f. é. m. d'auto-induction.

I. — PROPRIÉTÉS DU FLUX

a) Expression du flux instantané φ en fonction de la tension u .

La bobine, traversée par le flux total $\varphi_t = N\varphi$, produit la f. é. m. d'auto-induction $e = -\frac{d\varphi_t}{dt} = -N\frac{d\varphi}{dt}$ (fasc. II, chap. VIII) ; appliquons la loi d'Ohm, en considérant provisoirement la résistance R de la bobine :

$$u + e = Ri ; \quad u = Ri + N\frac{d\varphi}{dt}.$$

Dans les machines, le rendement n'est acceptable que si la chute ohmique est négligeable devant la f. é. m. d'induction ; on a donc, avec une excellente approximation :

$$\boxed{u = N\frac{d\varphi}{dt}} \quad (\text{B } 1)$$

D'où
$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{u}{N} = \frac{U\sqrt{2}}{N} \sin \omega t.$$

D'après le fascicule III, leçon II :

$$\varphi = \frac{U\sqrt{2}}{N\omega} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (\text{B } 2) ; \quad \Phi_m = \frac{U\sqrt{2}}{N\omega}. \quad (\text{B } 3)$$

b) Conséquences.

Le flux :

- est sinusoïdal, comme la tension, même si le fer est saturé ;
- est en quadrature arrière sur la tension d'alimentation U (fig. B-1) ;
- a une amplitude Φ_m proportionnelle à la tension U ;
- pour une bobine magnétisante et une fréquence données, ne dépend que de U ; le flux (maximal) est donc constant dans les machines alimentées à tension constante.

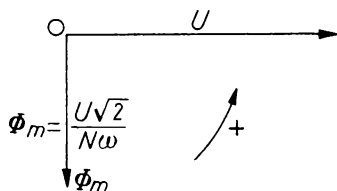


FIG. B-1. — Amplitude et phase du flux magnétique sinusoïdal produit par la tension sinusoïdale U .

Pour compenser les ampères-tours antagonistes créés par les autres enroulements, la bobine magnétisante demande un courant plus grand au générateur d'alimentation : c'est le phénomène d'*auto-régulation* ; le flux de la machine est le même à vide et en charge.

2. — INDUCTION MAXIMALE B_m

Comme le flux φ , l'induction instantanée $b = \frac{\varphi}{S}$ est sinusoïdale.

a) Expression de l'induction maximale.

On a $B_m = \frac{\Phi_m}{S}$, et d'après l'expression B 3 :

$$\boxed{B_m = \frac{U \sqrt{2}}{NS \omega}} \quad (\text{B-4})$$

Dans une machine donnée (N , S , ω donnés), B_m est proportionnelle à U et indépendante de la nature et de la longueur du circuit magnétique.

b) Tension d'alimentation produisant une induction maximale donnée.

D'après l'expression B 4 :

$$U = \frac{B_m NS \omega}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} B_m NS f = \pi \sqrt{2} B_m NS f,$$

$$\boxed{U = 4,44 B_m NS f.} \quad (\text{V, T, m}^2, \text{ Hz}) \quad (\text{B-5})$$

EXEMPLE NUMÉRIQUE (fig. B-2).

— Calculons la tension U_1 par spire :

$$U_1 = 4,44 B_m S f = 4,44 \cdot 1 \cdot 10^{-2} \cdot 50 = 2,22 \text{ V.}$$

— Quel doit être le nombre de spires dans le cas d'alimentation par le réseau $\bar{U} = 220 \text{ V}$?

$$N = \frac{U}{U_1} = \frac{220}{2,22} \approx 100 \text{ spires.}$$

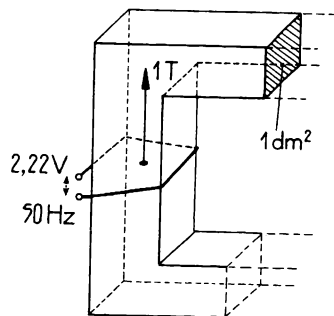


FIG. B-2 ; $N = 1$; $B_m = 1 \text{ T}$; $S = 1 \text{ dm}^2$;
 $f = 50 \text{ Hz}$; $U_1 = 2,22 \text{ V}$.

c) Volume du circuit magnétique et fréquence.

L'expression B 4 montre que pour B_m , U et N donnés, la section S du circuit magnétique est inversement proportionnelle à la fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi}$.

L'encombrement, le poids et le coût des circuits magnétiques diminuent lorsque la fréquence augmente. C'est ce qui explique le choix des fréquences industrielles : 50 Hz (réseaux), 400 Hz (avions), de préférence à des fréquences plus petites.

3. — FLUX DE FUITE

Les résultats précédents ne sont valables qu'en l'absence de fuites magnétiques. Rappelons (fasc. II, p. 54) que le flux de fuite est la partie du flux, produit par la bobine magnétisante, qui se referme par l'air (fig. B-3).

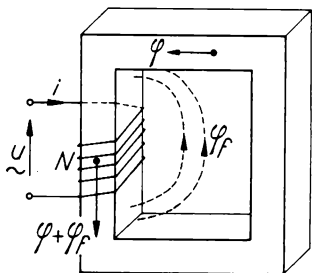


FIG. B-3 : ϕ_f : flux de fuite ; ϕ : flux canalisé par le circuit magnétique ; le flux créé par la bobine est $\phi + \phi_f$:

$$u = N \frac{d(\phi + \phi_f)}{dt} \quad (\text{revoir B-1}).$$

Pour les schémas et les calculs, on sépare la résistance R de la bobine et son inductance L ; pour représenter la chute de tension et la consommation d'énergie réactive dues au flux de fuite, attribuons une partie l de L à une petite bobine placée dans l'air :

- l'inductance $(L-l)$, toujours de N spires, produit le flux ϕ dans le fer ;
- l'inductance de fuite l provoque la chute de tension $l \frac{di}{dt}$ sans participer à la production du flux dans le fer.

Lorsqu'on tient compte de R et l , l'expression B 1 $\left(u = N \frac{d\phi}{dt}\right)$ est remplacée par :

$$u = Ri + l \frac{di}{dt} + N \frac{d\phi}{dt}.$$

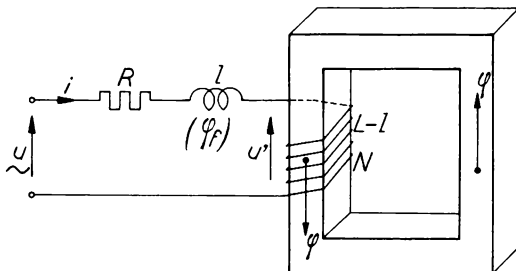


FIG. B-4 : R : résistance ; L : inductance de la bobine magnétisante ; l : inductance de fuite, dans l'air ($\phi_f = li$) produisant la chute de tension $\frac{d\phi_f}{dt} = l \frac{di}{dt}$.

C. — Courant magnétisant ; puissance magnétisante

Nous continuons de négliger la résistance de l'enroulement, approximation justifiée au paragraphe B.

I. — COURANT MAGNÉTISANT

C'est le courant nécessaire pour produire le flux d'induction dans une machine ou un appareil (*Norme*).

a) Circuit magnétique sans entrefer et sans pertes.

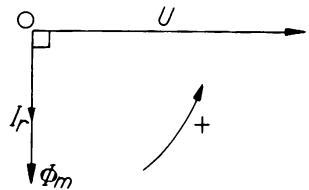
Le courant i_r est alors purement réactif et en phase avec le flux (fig. C-1).

D'après l'expression A 2 : $i_r = \frac{bl}{\mu_r \mu_0 N}$.

FIG. C-1. — Circuit magnétique parfait.

$I_r = \frac{1}{\mu_0 \sqrt{2}} \frac{B_m}{N} \frac{l}{\mu_r}$ en phase avec le flux. Puissance réactive (§ 2) :

$$Q = UI_r \frac{\pi}{\mu_0} B_m^2 f \frac{V}{\mu_r}.$$



Dans l'approximation d'une perméabilité relative μ_r constante dans l'étendue des variations de l'induction, i_r est sinusoïdal, comme b ; son amplitude est $\frac{B_m l}{\mu_r \mu_0 N}$

et sa valeur efficace :

$$I_r = \frac{1}{\mu_0 \sqrt{2}} \frac{B_m}{N} \frac{l}{\mu_r} \quad (\text{A, T, m})$$

D'où le nombre d'ampères-tours :

$$NI_r = \frac{B_m}{\mu_0 \sqrt{2}} \times \frac{l}{\mu_r} \quad (\text{A, T, m}).$$

b) Circuit magnétique sans pertes muni d'un entrefer étroit $e \ll l$.

Le nombre d'ampères-tours $(NI_r)_e$ consommés par l'entrefer se déduit de l'expression précédente en prenant $\mu_r = 1$ (air) ; d'où le nombre total d'ampères-tours :

$$NI_r = \frac{B_m}{\mu_0 \sqrt{2}} \left(\frac{l}{\mu_r} + e \right).$$

c) Les pertes déphasent le courant en avant du flux.

Les pertes fer P_{fer} et les pertes par effet Joule P_J appellent le courant actif :

$$I_a = \frac{P_{fer} + P_J}{U}.$$

D'où le courant I dans la bobine et son déphasage φ sur U :

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_r^2} \quad ; \quad \cos \varphi = \frac{I_a}{I} = \frac{P_{fer} + P_J}{UI}.$$

REMARQUE. — Mesurant U , I , et les pertes $P = P_{\text{fer}} + P_j$ (au wattmètre), on détermine : φ ; I_a ; I_r ; $P_j = RI^2$; $P_{\text{fer}} = P - P_j$. Toutefois, pour les circuits à faible perte, il est plus précis de calculer P_{fer} à partir de la perte spécifique (W/kg) des tôles.

2. — PUISSANCE MAGNÉTISANTE

Nous la confondrons avec la puissance réactive UI_r .

a) Expression.

On a, d'après les expressions de U (§ B) et de I_r (§ C 1), pour un circuit sans entrefer :

$$Q = UI_r = \left(\pi \sqrt{2} B_m NSf \right) \left(\frac{B_m}{\mu_0 \sqrt{2}} \times \frac{l}{\mu_r} \right)$$

$$Q = \frac{\pi}{\mu_0} B_m^2 f \frac{V}{\mu_r} \quad (\text{var, T, m}^3)$$

où $V = Sl$ est le volume du circuit magnétique; $\frac{\pi}{\mu_0} = \frac{\pi}{4 \pi \cdot 10^{-7}} \approx 2,5 \cdot 10^6$; μ_r est déterminé sur la courbe de magnétisme pour la valeur B_m .

Dans le cas d'un entrefer, au terme $\frac{V}{\mu_r}$ s'ajoute le volume V_{air} de l'entrefer.

b) Exemple numérique.

$B_m = 1$ T; $f = 50$ Hz; $\mu_r = 1\,600$. On demande la puissance réactive par décimètre cube de fer.

$$Q = 2,5 \cdot 10^6 \cdot 1^2 \cdot 50 \cdot \frac{10^{-3}}{1,6 \cdot 10^3} = \frac{2,5 \cdot 50}{1,6} = 78 \text{ vars.}$$

c) La puissance magnétisante est indépendante de la bobine magnétisante.

Peut-on réduire la puissance réactive, comme en courant continu la puissance active, en augmentant le nombre de spires N et la masse du cuivre ?

Étant donné le circuit magnétique (l, S, μ_r), B_m et f , la seule variable est N ; écrivons :

$$U = \pi \sqrt{2} B_m NSf = kN \quad ; \quad I_r = \frac{1}{\mu_0 \sqrt{2}} \frac{B_m l}{N} = \frac{k'}{N},$$

ou k et k' sont deux constantes.

Si, par exemple, on double N , I_r est bien divisé par 2, mais U est multiplié par 2 et la puissance réactive consommée reste constante :

$$Q = UI_r = kN \cdot \frac{k'}{N} = kk'.$$

Cette constance est imposée par le phénomène d'induction, qui existe à tout instant en alternatif, alors qu'en continu il n'existe pas en régime établi.

D. — Forme du courant d'excitation

Courant sinusoïdal équivalent

Pour bien utiliser le fer, c'est-à-dire pour obtenir le flux voulu avec une section aussi faible que possible, l'induction B_m doit atteindre le coude de saturation et parfois le dépasser un peu : i n'est plus sinusoïdal, le fer a introduit des *harmoniques* de courant.

I. — OSCILLOGRAMME

La figure D-1 montre la tension u aux bornes de la bobine (attaquée en tension) et le courant i dont l'image est donnée par la tension $v = ri$ aux bornes d'une petite résistance r en série.

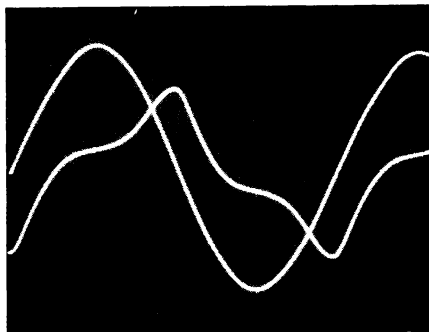


FIG. D-1. — Oscillogramme de la tension d'alimentation u et du courant d'excitation i .

2. — CONSTRUCTION GRAPHIQUE DE LA COURBE $i(t)$ DU COURANT D'EXCITATION

On dispose du cycle d'hystérésis $B = f(NI)$ ou $b = f(Ni)$ et de la sinusoïde $b(t)$. A un instant t , la sinusoïde fait correspondre une valeur b , et le cycle, les ampères-tours $a = Ni$, d'où i que l'on porte sur la verticale de l'instant t (fig. D-2).

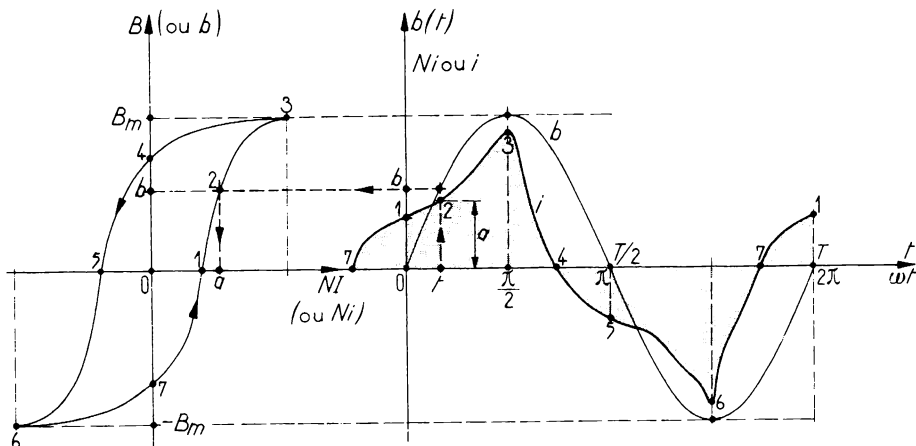


FIG. D-2. — Construction de la courbe $i(t)$ à partir du cycle d'hystérésis et de la courbe $b(t)$.

3. — COURANT SINUSOIDAL ÉQUIVALENT

Les diagrammes vectoriels représentent des tensions et courants sinusoïdaux ; pour pouvoir représenter le courant i par un vecteur de Fresnel, on définit le *courant sinusoïdal équivalent* :

- sa valeur efficace I est égale à celle du courant réel ;
- son déphasage φ sur la tension U est tel que les pertes $UI \cos \varphi$ soient les mêmes qu'avec le courant réel.

Malgré la déformation du courant réel, on admet qu'un ampèremètre mesure son intensité efficace, donc celle du courant sinusoïdal équivalent.

Nous constatons encore une fois que la théorie du circuit magnétique exige des approximations.

E. — Exercices résolus

1. Retrouver les expressions du courant magnétisant I_r et de la puissance magnétisante Q en utilisant l'expression de l'inductance L de la bobine et l'expression de B_m en fonction de U . On néglige les pertes fer et les pertes par effet Joule.

Solution.

On sait (fasc. II, L. VIII) que $L = \mu_r \mu_0 \frac{N^2 S}{l}$.

1° Expression du courant magnétisant :

$$I_r = \frac{U}{L \omega}.$$

Remplaçons U d'après l'expression B 4, puis L :

$$I_r = \frac{B_m N S \omega}{\sqrt{2}} \times \frac{l}{\mu_r \mu_0 N^2 S \omega} = \frac{B_m l}{\sqrt{2} \mu_r \mu_0 N}. \quad (\text{A, T, m})$$

2° Puissance magnétisante :

$$Q = L \omega I_r^2.$$

$$Q = \frac{\mu_r \mu_0 N^2 S}{l} \times \omega \times \frac{B_m^2 l^2}{2 \mu^2 \mu N^2} = \frac{S \omega B_m^2 l}{2 \mu_r \mu_0}.$$

Or $\omega = 2 \pi f$; $Sl = V$: volume du fer :

$$Q = \frac{\pi f B_m^2 V}{\mu_r \mu_0}.$$

2. Dans un circuit magnétique de section uniforme $S = 10 \text{ cm}^2$, l'induction maximale est $B_m = 1,5 \text{ tesla}$. La bobine est alimentée par la tension $U = 220 \text{ V}$, 50 Hz : quel est son nombre de spires ? On donne $\frac{\sqrt{2}}{\pi} = 0,45$.

Solution.

$$\Phi_m = B_m S = 1,5 \cdot 10^{-3} \text{ Wb.}$$

On sait que $\Phi_m = \frac{U \sqrt{2}}{N \omega}$:

$$N = \frac{U \sqrt{2}}{\Phi_m \omega} = \frac{220 \sqrt{2}}{1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \pi} = \frac{220}{0,15} \times 0,45 = 660 \text{ spires.}$$

PROBLÈMES DE LA LEÇON III

1. On considère un entrefer de longueur e , entre deux pôles dans lesquels l'induction a la valeur B .

1° Exprimer la reluctance R_{me} de l'entrefer en fonction de e et de l'aire S de chaque surface polaire.

2° On donne $\frac{1}{\mu_0} = \frac{1}{4 \pi \cdot 10^{-7}} \approx 8 \cdot 10^5$: déduire de la question 1 l'expression des ampères-tours $(NI)_e$ consommés par l'entrefer.

3° Établir la relation pratique $(NI)_e = 800 B e$ (A , T, mm).

Réponses : 1° $R_{me} = \frac{e}{\mu_0 S}$. 2° $(NI)_e = \frac{Be}{\mu_0}$ (A , T, m).

2. On définit la grandeur *champ magnétique* H par la relation $H = \frac{B_0}{\mu_0}$ (nous notons l'induction dans l'air B_0 , pour la distinguer de l'induction B dans un milieu ferromagnétique).

1° A partir de l'expression connue $B = \mu_r \mu_0 \frac{NI}{l}$, exprimer le champ magnétique H dans une bobine sans fer ou avec fer de longueur l et dans un circuit magnétique de longueur l .

2° Un circuit magnétique de section constante comporte une longueur l de fer (tôles au silicium) et un entrefer de longueur e : exprimer le nombre d'ampères-tours NI nécessaire pour y établir l'induction donnée B .

3° Sur la courbe de magnétisme $B = f(H)$ des tôles, à l'induction $B = 1,7$ T, correspond l'abscisse $H = 10^4 \frac{A}{m}$: calculer le courant d'excitation I sachant que la bobine comporte $N = 1\,000$ spires ; on donne $l = 50$ cm ; $e = 1$ mm.

Réponses : 1° $H = \frac{NI}{l}$ ($\frac{A}{m}$, A, m). 2° $NI = HI + \frac{Be}{\mu_0}$.
3° $NI = 10^4 \times 0,5 + 800 \times 1,7 \times 1$; $I \approx 6,4$ A.

3. Établir l'expression $\Phi_m = \frac{U \sqrt{2}}{N \omega}$ (B 3) à partir de l'expression du flux instantané total $N \varphi = Li$.

4. La bobine d'excitation d'un circuit magnétique, soumise à une tension $U = 50$ V, 50 Hz est parcourue par le courant $I = 3,2$ A ; sa résistance est $R = 2 \Omega$ et elle consomme la puissance $P = 50$ W.

1° Calculer le facteur de puissance et les intensités active et réactive.

2° Déterminer, graphiquement et par le calcul, la chute inductive U' .

Réponses : 1° $\approx 0,31$; $\varphi = 72^\circ$; $I_a = 1$ A ; $I_r \approx 3$ A.

$$2^\circ u = Ri + N \frac{d\varphi}{dt} ; a^2 = b^2 + c^2 - 2bc \cos A ; U' = 48,4 \text{ V.}$$

5. Un circuit magnétique sans entrefer de section $S = 10 \text{ cm}^2$ est muni d'une bobine de 500 spires, de résistance négligeable, alimentée par la tension $u = 100 \sqrt{2} \sin 314 t$. Calculer :

1° Le taux de variation (dérivée) de φ à l'instant $t = 5$ millisecondes.

2° Le flux maximal Φ_m et l'induction maximale B_m .

Vérifier à l'aide de l'expression $U = 4,44 B_m N S f$.

Réponses : $\left(\frac{d\varphi}{dt}\right)_5 = 0,28 \frac{\text{Wb}}{\text{s}}$; $\Phi_m = 0,9 \cdot 10^{-3} \text{ Wb}$; $B_m = 0,9 \text{ T}$;
 $U = 100 \text{ V}$.

6. Une bobine de 40 cm de longueur comporte une seule couche de spires jointives d'un fil de 1 mm de diamètre, isolant compris. On lui applique une tension $U = 127 \text{ V}$, 50 Hz : calculer l'induction maximale dans le circuit magnétique, de section $12,7 \text{ cm}^2$, qu'elle excite.

Réponse : $B_m \approx 1,1 \text{ T}$.

7. Un circuit magnétique cuirassé a les dimensions de la figure Pb-7. Le noyau central, qui porte la bobine, est de section carrée.

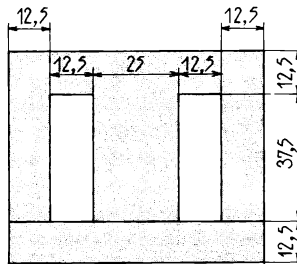


FIG. Pb 7.

Les tôles, à 2,6 W/kg à 50 Hz et 1 tesla, ont un coefficient de foisonnement de 0,95 ; la courbe du fabricant donne la puissance réactive qu'elles consomment à 1,28 T, induction maximale utilisée ⁽¹⁾ : 16,8 var/kg. Densité du fer : 7,65.

La tension d'alimentation de la bobine est $U = 220 \text{ V}$, 50 Hz. Calculer :

1° Le volume du circuit magnétique, puis celui du fer.

2° Les pertes dans le fer.

3° La puissance réactive consommée par le fer.

4° Les courants actif I_a , réactif I_r , total I_0 .

5° Le déphasage de I_0 sur U .

6° Le nombre approximatif de spires de la bobine, en négligeant sa résistance.

Réponses : 1° $93,8 \text{ cm}^3$; 89 cm^3 . 2° $2,6 \times 1,28^2 \times 0,68 = 2,9 \text{ W}$.
 3° $11,4 \text{ var}$. 4° 13 mA ; 52 mA ; $53,5 \approx 54 \text{ mA}$.
 5° 76° . 6° $1\,240$ ⁽²⁾.

(1) Données du constructeur ; il s'agit d'un transformateur de 40 VA, mais considéré ici à secondaire ouvert.

(2) 1 310 en réalité.

IV. — TRANSFORMATEUR MONOPHASÉ

Nous connaissons son principe (fasc. III, p. 70) : c'est un appareil statique à induction électromagnétique qui transforme une tension alternative en une autre, de même fréquence, mais de valeur généralement différente.

Il comporte deux enroulements disposés sur un circuit magnétique sans entrefer (fig. IV, 1) :

— le primaire, qui reçoit l'énergie du réseau ou d'un alternateur ;

— le secondaire, siège d'une f. é. m. induite et qui fournit l'énergie au circuit de charge.

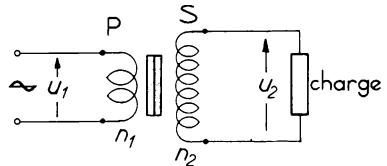


FIG. IV, 1. — Principe du transformateur.

A. — Expériences ; mesures

I. — FONCTIONNEMENT A VIDE (SECONDAIRE OUVERT)

Opérons avec un transformateur démontable (matériel scolaire), de façon à utiliser diverses bobines de nombres de spires différents.

a) **A vide, le secondaire ne modifie pas le fonctionnement du primaire.**

Disposons une bobine de $N_1 = 600$ spires sur l'un des noyaux ⁽¹⁾ et fermons la culasse (fig. A-1) : pour la tension $U_1 = 20$ volts, 50 Hz, le courant est $I_0 = 42$ mA. Ce dispositif est une bobine d'inductance.

Ajoutons, sur l'autre noyau, une bobine de $N_2 = 1\ 200$ spires (fig. A-2) : nous obtenons un transformateur, dont le courant à vide I_0 est le même que dans l'inductance précédente.

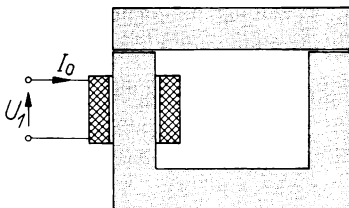


FIG. A-1. — Inductance à fer.

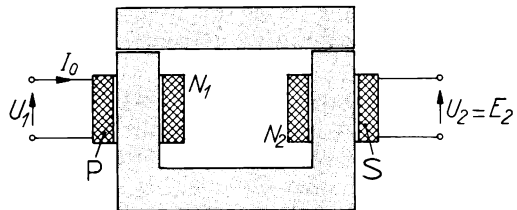


FIG. A-2. — A secondaire ouvert, le primaire est l'inductance de la figure A-1.

(1) *Noyau magnétique* : partie d'un circuit magnétique entourée d'un enroulement. *Culasse* : partie de substance ferromagnétique non entourée d'enroulements et destinée à relier les noyaux d'un électroaimant, d'un transformateur...

Un voltmètre indique la tension secondaire, égale à vide à la f. é. m. induite : $U_2 = 39$ volts.

b) Rapport de transformation n .

C'est le rapport $n = \frac{U_2}{U_1}$ entre les tensions secondaire et primaire.

A vide, il vaut : $\frac{U_2}{U_1} = \frac{39}{20} = 1,95$, et nous constatons qu'il est égal, aux incertitudes près des lectures, au rapport $\frac{N_2}{N_1} = \frac{1\ 200}{600} = 2$ des nombres de spires.

En recommençant les mesures avec d'autres valeurs N_1 et N_2 , on retrouve ce résultat (démonstré au § B) :

Le rapport de transformation à vide $n = \frac{U_2}{U_1}$ est égal au rapport des nombres de spires du secondaire et du primaire :

$$n = \frac{N_2}{N_1}.$$

c) Le transformateur est un appareil réversible.

On obtient des résultats analogues aux précédents lorsqu'on inverse les rôles des deux bobines :

- $N_2 = N_1$; on trouve $n \approx 1$, dans les deux sens ;
- $N_2 \neq N_1$; dans un sens, le transformateur *élève* la tension ($n > 1$) ; dans l'autre, il l'abaisse ($n < 1$).

d) Le circuit magnétique d'un transformateur ne doit pas comporter d'entrefer.

Dans l'expérience de la figure A-2, disposons deux cales de carton entre la culasse et les noyaux : on obtient deux entrefers de chacun 3 mm. Avec $N_1 = 600$ spires, $N_2 = 1\ 200$ spires, $U_1 = 20$ V ne produit plus que $U_2 = 29$ V ; le courant à vide devient $I_0 = 350$ mA.

Lorsqu'on augmente l'entrefer, U_2 diminue (fuites magnétiques) et I_0 augmente (diminution de la réactance de la bobine).

Dans les transformateurs, on diminue le plus possible les fuites :

- En utilisant un circuit magnétique sans entrefer ; et même, comme un *joint* est équivalent à un entrefer de faible longueur, on diminue cette longueur en imbriquant les tôles.
- En disposant le primaire et le secondaire sur un même noyau :
 - *enroulements concentriques* : l'un d'eux (l'enroulement basse tension) est à l'intérieur de l'autre (isolement, par rapport au noyau, moins coûteux) ;
 - *enroulements alternés* : ils sont divisés en galettes et on alterne les galettes primaires et secondaires.

e) Essai à vide d'un petit transformateur industriel.

Nous utilisons ce transformateur pour l'étude en charge (§ 2), mais l'essai à vide est nécessaire pour le calcul du rendement (§ D).

Sous la tension nominale $U_1 = 220$ V, nous mesurons le courant à vide $I_0 = 0,53$ A, et, au wattmètre, la puissance absorbée à vide $P_0 = 42$ W.

Mesurons à chaud, en continu, la résistance du primaire : $R_1 = 0,60 \Omega$ et celle du secondaire : $R_2 = 0,27 \Omega$.

On constate que la perte Joule à vide, $R_1 I_0^2 = 0,60 \times (0,53)^2 = 0,17$ W, est négligeable devant P_0 , donc :

$$P_{\text{fer}} = P_0 - R_1 I_0^2 \approx P_0 = 42 \text{ W.}$$

2. — FONCTIONNEMENT EN CHARGE

Transformateur utilisé : Abaisseur 220 V/127 V (en charge). Nombre de spires : $N_1 = 200$; $N_2 = 120$. Masse du fer : 12 kg. Induction maximale : 1,25 T. Puissance nominale : 1 kVA.

A pleine charge, sur résistance pure : $I_2 = \frac{P}{U_2} = \frac{10^3}{127} \approx 7,9$ A.

a) Le rapport de transformation est plus petit en charge qu'à vide.

Pour $U_1 = 220$ V, nous mesurons :

$$\text{— à vide : } U_2 = 131 \text{ V ; } n = \frac{U_2}{U_1} = \frac{131}{220} = 0,595 \approx \frac{N_2}{N_1} = 0,60 ;$$

$$\text{— à pleine charge (} I_2 \approx 8 \text{ A) : } U_2 = 127 \text{ V ; } \frac{U_2}{U_1} = \frac{127}{220} = 0,577.$$

La chute de tension $\Delta U_2 = 131 - 127 = 4$ V s'explique par la résistance des enroulements et par les fuites magnétiques (§ C). A pleine charge :

$$\text{Chute de tension \%} = \frac{\Delta U_2}{U_2} \times 100 = \frac{4}{127} \times 100 \approx 3,2 \text{ \%}.$$

b) Le courant primaire augmente avec le courant secondaire.

Le courant primaire est $I_0 = 0,53$ A à vide et $I_1 = 5$ A à pleine charge ($I_2 = 8$ A).

c) Mesures.

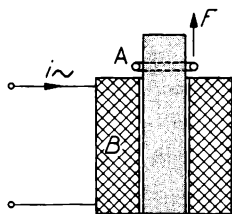
$U_1 = 220$ V, 50 Hz ; on diminue progressivement la résistance du rhéostat de charge. P : puissance ; P_N : puissance nominale.

$\frac{P}{P_N} \approx$	0	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{3}{4}$	1	$\frac{5}{4}$
I_2 (A)	0	2,0	4,0	6,0	8,0	10
U_2 (V)	131	130,1	129	127,8	127	126,2
I_1 (A)	$I_0 = 0,53$	1,6	2,6	3,8	5,0	6,2
U_2/U_1	$n = 0,595 \approx 0,60$	0,592	0,587	0,580	0,577	0,575
$\frac{N_2 I_2}{N_1 I_1}$	0	0,75	0,92	$\approx 0,95$	0,96	$\approx 0,97$

I_1 et $\frac{N_2 I_2}{N_1 I_1}$ augmentent avec I_2 , alors que U_2 et $\frac{U_2}{U_1}$ diminuent. Le courant à vide est de l'ordre de 10 % du courant à pleine charge ; dans les transformateurs puissants, il n'est que de 3 à 5 %.

3. — RÉPULSION ENTRE PRIMAIRE ET SECONDAIRE D'UN TRANSFORMATEUR BORNES HOMOLOGUES D'UN TRANSFORMATEUR

a) Expérience.



Un petit anneau A d'aluminium, posé sur une bobine B, est traversé par le noyau (fig. A-3) : lorsqu'on établit un courant alternatif dans la bobine, l'anneau est projeté par une force de répulsion F .

FIG. A-3. — Expérience d'Elhu Thomson.

Elle prouve que les courants primaire et secondaire d'un transformateur tournent autour du noyau dans des sens opposés (sens qui s'inversent deux fois par période).

Interprétation. — La bobine est le primaire d'un transformateur dont l'anneau est le secondaire, en court-circuit. D'après la loi de Lenz (fasc. II), les courants dans A et B tournent à tout instant dans des sens opposés, donc se repoussent ⁽¹⁾.

b) Convention de signes pour les courants primaire i_1 et secondaire i_2 d'un transformateur.

On adopte le même sens positif de rotation autour du noyau : i_1 et i_2 sont donc en opposition de phase.

c) Examen à l'oscilloscope des tensions primaire u_1 et secondaire u_2 .

On constate qu'elles sont en phase ou en opposition de phase suivant le branchement de l'oscilloscope.

Par convention, on repère les bornes A_1, B_1 du primaire. A_2, B_2 du secondaire pour que les tensions $u_1 = v_{A_1} - v_{B_1}$ et $u_2 = v_{B_2} - v_{A_2}$ (fig. A-4) soient en opposition de phase ; les bornes homologues sont alors A_1 et B_2, B_1 et A_2 ⁽²⁾.

Les conventions ci-dessus reviennent à considérer le primaire comme un récepteur (u_1 et e_1 sont opposées, § B2) et le secondaire comme un générateur (u_2 et e_2 sont en phase lorsqu'on néglige les chutes internes).

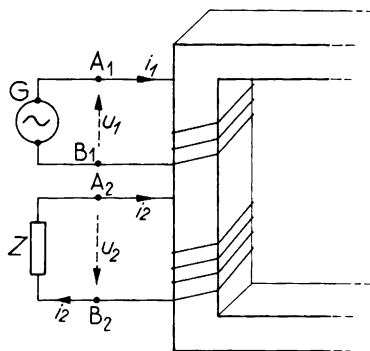


FIG. A-4. — Conventions de signes pour les tensions primaire et secondaire.

Lorsque la charge Z est une résistance, u_1 et i_1 sont en phase : u_2 et i_2 sont aussi en phase et en opposition avec u_1 et i_1 . Rappelons que les minuscules représentent les valeurs instantanées.

(1) Deux courants parallèles et de sens opposés se repoussent (fasc. II, L. V) ; ou encore l'anneau et la bobine se présentent deux faces nord, puis sud, ... mais de même nom à tout instant, donc se repoussent.

(2) **Bornes homologues d'un transformateur.** Bornes haute tension et bornes basse tension associées conventionnellement (et marquées en conséquence) en vue de pouvoir définir le déphasage entre les tensions correspondantes.

B. — Transformateur parfait

Le paragraphe A 3 répond aux questions de signes ; il faudra ensuite, pour déterminer la chute de tension due à la charge, le rendement..., considérer : les résistances des enroulements, les pertes dans le fer, les fuites magnétiques, le courant à vide.

La théorie complète tient compte de tous ces éléments. Lorsqu'on en néglige, on obtient des théories approchées, suffisantes dans certaines questions ; la théorie la plus simple les néglige tous : c'est celle du transformateur *parfait*, ultime approximation du transformateur *réel*.

La théorie du transformateur parfait :

- est justifiée par le rendement élevé des transformateurs (plus de 99 % pour les plus puissants) et par l'excellente qualité de leurs circuits magnétiques, à très faibles pertes et très faibles fuites ;
- est intéressante pour montrer les principes de fonctionnement et par la possibilité de représenter un transformateur réel par un transformateur parfait associé à des résistances et à des inductances représentant les pertes et les fuites magnétiques.

I. — DÉFINITION ET CONSÉQUENCES IMMÉDIATES

On appelle transformateur parfait un transformateur idéal dans lequel le courant à vide, les résistances des enroulements, les pertes dans le fer, les fuites magnétiques sont nuls.

Un transformateur parfait :

- ne consomme ni puissance active, ni puissance réactive ; il se borne à les transmettre, intégralement, du réseau à la charge ;
- son rendement est égal à 1 ;
- le flux a la même valeur φ dans toutes les sections droites du circuit magnétique et dans chaque spire primaire ou secondaire ; le flux total embrassé est donc $\varphi_1 = N_1 \varphi$ pour le primaire, $\varphi_2 = N_2 \varphi$ pour le secondaire.

2. — PROPRIÉTÉS DU TRANSFORMATEUR PARFAIT

a) **Le rapport de transformation $\frac{U_2}{U_1}$ est le même en charge qu'à vide.**

Avec les conventions de signes du paragraphe A 3 :

$$u_1 = -e_1 = \frac{d\varphi_1}{dt} = N_1 \frac{d\varphi}{dt} \quad ; \quad u_2 = e_2 = -\frac{d\varphi_2}{dt} = -N_2 \frac{d\varphi}{dt}.$$

D'où

$$\frac{u_2}{u_1} = -\frac{e_2}{e_1} = -\frac{N_2}{N_1}.$$

Les f. é. m. e_1, e_2 sont en phase, les tensions u_1, u_2 en opposition.

U_2 et U_1 , tensions efficaces, sont donc dans le même rapport que $\frac{|u_2|}{|u_1|}$:

$$n = \frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1}.$$

Vectoriellement, comme en valeurs instantanées : $\vec{U}_2 = -n\vec{U}_1$.

b) Le rapport des intensités secondaire et primaire est égal à l'inverse du rapport de transformation.

En effet, le nombre d'ampères-tours résultants est nul en charge comme à vide (flux constant et $i_0 = 0$) :

$$N_1 i_1 + N_2 i_2 = 0 \quad ; \quad N_2 i_2 = -N_1 i_1.$$

En valeurs efficaces :

$$N_2 I_2 = N_1 I_1 \quad ; \quad \boxed{\frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{n}}.$$

Vectoriellement, comme en valeurs instantanées : $\vec{I}_2 = -\frac{\vec{I}_1}{n}$.

c) Les puissances apparentes du secondaire et du primaire sont égales.

En effet :

$$U_2 I_2 = (nU_1) \left(\frac{I_1}{n} \right) = U_1 I_1.$$

d) Le déphasage du courant sur la tension est le même au primaire et au secondaire.

En effet, les puissances apparentes sont égales et les puissances actives aussi. Vis-à-vis du réseau d'alimentation, le facteur de puissance ($\cos \varphi_1$) est égal à celui du circuit de charge ($\cos \varphi_2$).

e) Diagramme vectoriel du transformateur parfait (fig. B-1).

Nous avons adopté U_2 comme origine des phases et représenté les résultats des paragraphes a et b. $\vec{U}_1$ et $\vec{U}_2$, ainsi que $\vec{I}_1$ et $\vec{I}_2$, sont opposés, ce qui démontre d'une nouvelle façon l'égalité $\varphi_1 = \varphi_2$.

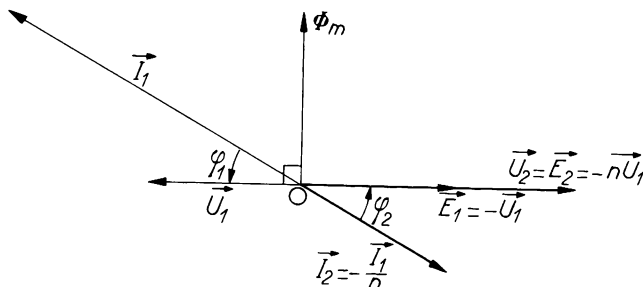


FIG. B-1. — Le diagramme vectoriel du transformateur parfait condense toutes ses propriétés.

L'expression du flux (L. III) montre qu'il est en quadrature arrière sur $\vec{U}_1$; il est d'usage de considérer son amplitude Φ_m et non sa valeur efficace.

f) Un transformateur parfait, chargé par l'impédance $Z = \frac{U_2}{I_2}$ ramène aux bornes du primaire l'impédance $\frac{Z}{n^2}$.

En effet, ouvrons le secondaire et branchons aux bornes du primaire l'impédance Z' , choisie de façon à ne modifier ni I_1 , ni φ_1 :

$$Z' = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_2/n}{nI_2} = \frac{1}{n^2} \frac{U_2}{I_2} = \frac{Z}{n^2}.$$

La source d'alimentation « voit » l'impédance $\frac{Z}{n^2}$, de même déphasage que Z .

EXEMPLE.

Z est formé d'une résistance $R = 100 \, \Omega$, en série avec une inductance $L = 1 \, \text{H}$; on donne $n = \frac{N_2}{N_1} = 10$.

La source fournit au primaire le courant I_1 , déphasé de φ_1 sur U_1 comme elle le fournirait directement (sans l'intermédiaire du transformateur) à

$$\frac{R}{n^2} = 1 \, \Omega \text{ en série avec } \frac{L}{n^2} = 0,01 \, \text{H}.$$

Notons que si la charge était une capacité C , d'impédance $Z = \frac{1}{C\omega}$, la source « verrait » l'impédance $\frac{Z}{n^2} = \frac{1}{100 C\omega}$, c'est-à-dire une capacité $100 C$.

3. — TRANSFERT D'UNE RÉSISTANCE EN SÉRIE D'UN CÔTÉ A L'AUTRE DU TRANSFORMATEUR

Remplaçons R_2 (fig. B-2) par une résistance R_1 en série dans le primaire et telle que U_2 conserve sa valeur ; $I_2 = \frac{U_2}{Z}$ reste le même ainsi que $I_1 = nI_2$. Pour que rien ne soit modifié pour le réseau, R_1 et R_2 doivent consommer la même puissance :

$$R_1 I_1^2 = R_2 I_2^2 \quad ; \quad \frac{R_1}{R_2} = \left(\frac{I_2}{I_1} \right)^2 = \frac{1}{n^2} \quad ; \quad R_1 = \frac{R_2}{n^2}.$$



FIG. B-2. — Règle de transfert.

Les bornes homologues du primaire et du secondaire se font face. A gauche : $u_1 = -e_1$; à droite : $u_2 = e'_2 = ne'_1$.

On ne modifie pas les conditions de fonctionnement de la charge, ni celles du réseau, en remplaçant R_2 en série dans le secondaire par $R_1 = \frac{R_2}{n^2}$ en série dans le primaire, et inversement R_1 du primaire par $R_2 = n^2 R_1$ dans le secondaire.

EXERCICES.

1^o Autre démonstration. On considère les valeurs instantanées ; montrer que :

- R_2 étant seule en service, on a $u_2 = -nu_1 - R_2 i_2$;
- R_1 étant seule en service : $u_2 = -nu_1 + nR_1 i_1$.

En déduire la règle de transfert.

2^o Montrer que la même règle s'applique au transfert d'une inductance (remplacer les chutes $R_1 i_1$, $R_2 i_2$ par $l_1 \frac{di_1}{dt}$, $l_2 \frac{di_2}{dt}$, ou égaliser les puissances réactives de l_1 et l_2).

C. — Théories plus complètes

I. — MODIFICATIONS A LA THÉORIE DU TRANSFORMATEUR PARFAIT DUES AU COURANT A VIDE

Les paragraphes C et D de la leçon III sont valables pour le transformateur.

a) Égalité des ampères-tours en charge et à vide.

Elle résulte de la constance du flux à vide et en charge :

$$N_1 i_1 + N_2 i_2 = N_1 i_0.$$

b) Détermination de I_1 et φ_1 connaissant I_0 , I_2 , φ_2 , $n = \frac{N_2}{N_1}$.

$$N_1 \vec{I}_1 + N_2 \vec{I}_2 = N_1 \vec{I}_0.$$

D'où :

$$\vec{I}_1 = \vec{I}_0 - n \vec{I}_2.$$

c) Diagramme vectoriel (fig. C-1) à pertes fer négligées.

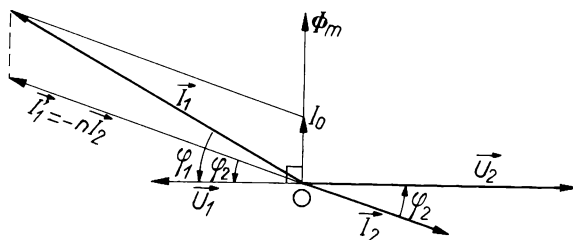


FIG. C-1. — Courants primaires : I'_1 du transformateur parfait ; I_1 du transformateur de courant à vide I_0 .

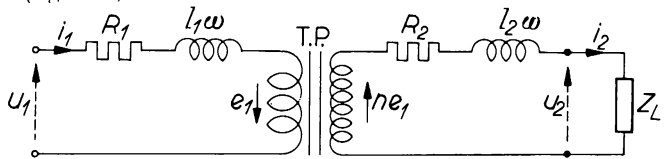
Le courant à vide I_0 est en phase avec le flux :

- le diagramme vectoriel reste celui du transformateur parfait pour les tensions et le flux, mais non pour les courants ;
- $\varphi_1 \neq \varphi_2$; $\varphi_1 > \varphi_2$ dans le cas usuel d'une charge inductive (fig. C-1) ;
- $\vec{I}'_1 = -n\vec{I}_2$ est appelé *courant de travail* : les ampères-tours secondaires sont donc exactement compensés par les ampères-tours de travail.

2. — TRANSFORMATEUR AVEC RÉSISTANCES D'ENROULEMENTS ET FUITES MAGNÉTIQUES

a) Schéma équivalent (fig. C-2).

FIG. C-2. — **Schéma équivalent** : R_1, R_2 : résistances, l_1 et l_2 : inductances de fuite du primaire et du secondaire. On néglige le courant à vide I_0 comme dans la méthode de Kapp (§ d).



Nous avons vu (L. III, § B 3) qu'une bobine disposée sur un circuit magnétique est équivalente à sa résistance R , son inductance de fuite l et une bobine parfaite produisant le flux dans le fer ; ces trois éléments sont en série.

On utilise cette équivalence pour le primaire (R_1, l_1) et le secondaire (R_2, l_2). Quand on néglige le courant à vide (fig. C-2), T. P. est un transformateur parfait.

b) Réduction au primaire (fig. C-3).

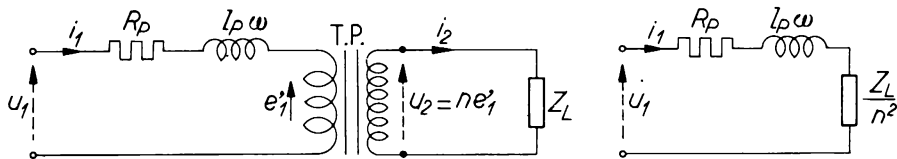
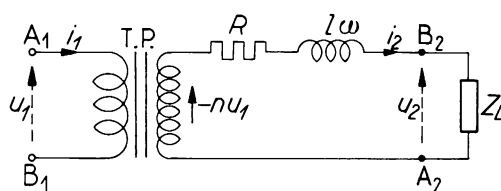


FIG. C-3. — **Réduction au primaire.**

Transférons R_2 et l_2 dans le primaire (§ B 3) où l'on trouve alors la résistance totale $R_p = R_1 + \frac{R_2}{n^2}$ et l'inductance de fuite totale $l_p = l_1 + \frac{l_2}{n^2}$; T. P. est un transformateur parfait qui ramène aux bornes de son primaire la charge $\frac{Z_L}{n^2}$.

c) Réduction du transformateur au secondaire (fig. C-4).

Transférons R_1 et l_1 du primaire au secondaire où elles deviennent $n^2 R_1$, $n^2 l_1$ (§ B 3). Posons :



- $R = n^2 R_1 + R_2$: résistance totale réduite au secondaire ;
- $l = n^2 l_1 + l_2$: inductance totale de fuite réduite au secondaire.

FIG. C-4. — **Réduction au secondaire.**
On l'utilise dans la méthode de Kapp.

d) Exemple d'application : méthode de Kapp.

Elle utilise la réduction au secondaire pour déterminer la chute de tension ; elle néglige les pertes dans le fer et le courant à vide.

ÉQUATION DES TENSIONS.

D'après la figure C-4, on a en valeurs instantanées, puis en vecteurs :

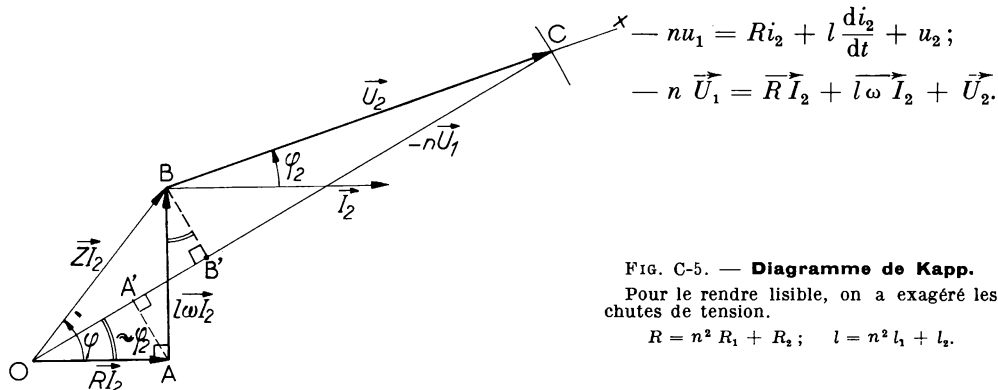


FIG. C-5. — **Diagramme de Kapp.**
Pour le rendre lisible, on a exagéré les chutes de tension.

$$R = n^2 R_1 + R_2 ; \quad l = n^2 l_1 + l_2.$$

DIAGRAMME DE KAPP (fig. C-5).

On sait (fasc. III) que la chute ohmique $\vec{R} \vec{I}_2$ est en phase avec $\vec{I}_2$ et la chute inductive $\vec{l} \omega \vec{I}_2$ en quadrature avance sur $\vec{I}_2$; d'où la construction de $\vec{OC} = -n \vec{U}_1$. $Z = \sqrt{R^2 + l^2 \omega^2}$ est l'impédance du transformateur réduite au secondaire ; son déphasage est φ tel que $\text{tg } \varphi = \frac{l \omega}{R}$.

DETERMINATION DE $Z, R, l \omega$ PAR L'ESSAI EN COURT-CIRCUIT (DIT ESSAI DE KAPP).
Sous la tension primaire nominale, le courant de court-circuit serait excessif.

La tension de court-circuit U_{1cc} est la tension qu'il est nécessaire d'appliquer au primaire pour y faire circuler le courant nominal primaire, le secondaire étant en court-circuit.

Il revient pratiquement au même de fermer le secondaire sur un ampèremètre de résistance négligeable devant Z et de régler la tension primaire jusqu'à obtenir le courant nominal secondaire I_2 (fig. C-6). Pour $U_2 = 0$, le diagramme se réduit au triangle OAB ; on a donc :

$$Z I_2 = n U_{1cc} \quad ; \quad Z = \frac{n U_{1cc}}{I_2}.$$

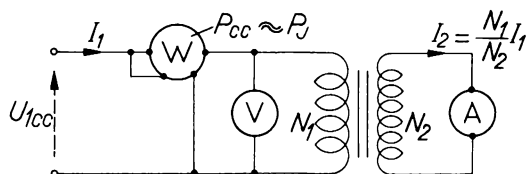


FIG. C-6. — **Essai en court-circuit.**
 I_1, I_2 : courants nominaux ; U_{1cc} : tension de court-circuit, beaucoup plus petite que la tension nominale (pertes fer négligeables).

Le wattmètre indique la puissance active consommée P_{cc} ; or pour la tension $U_{1cc} \ll U_1$ nominale, B_m est très petite et les pertes fer négligeables.

On a donc :

$$P_{cc} \approx R I_2^2 \quad ; \quad R = \frac{P_{cc}}{I_2^2}.$$

D'où :

$$\cos \varphi = \frac{R}{Z} \quad ; \quad l \omega = R \operatorname{tg} \varphi \quad \text{ou} \quad l \omega = \sqrt{Z^2 - R^2}.$$

Il n'est pas nécessaire de connaître l_1 et l_2 .

EXEMPLES D'APPLICATION DU DIAGRAMME DE KAPP.

On mesure $n = \frac{U_2}{U_1}$ à vide, puis R et $l \omega$ par l'essai en court-circuit : déterminer U_2 connaissant U_1 , I_2 , $\cos \varphi_2$.

On construit le triangle OAB de la figure C-5, de côtés de l'angle droit $OA = R I_2$, $OB = l \omega I_2$. Il reste à construire le point C connaissant φ_2 et $n U_1$: on trace la demi-droite Bx, d'angle φ_2 avec $\vec{I_2}$; le cercle de centre O et de rayon $n U_1$ coupe Bx au point C cherché.

La tension secondaire à vide est $n U_1$ et la chute de tension

$$\Delta U_2 = n U_1 - U_2.$$

EXPRESSION APPROCHÉE DE LA CHUTE DE TENSION.

OA et AB sont beaucoup plus petits que OC et BC : la détermination graphique de ΔU_2 est peu précise ; mais, dans ces conditions : $\widehat{AOC} \approx \varphi_2$.

Soit B' la projection de B sur OC (fig. C-5) ; on a $B'C \approx BC = U_2$, donc :

$$\Delta U_2 \approx OB' = OA \cos \varphi_2 + AB \sin \varphi_2$$

$$\boxed{\Delta U_2 \approx R I_2 \cos \varphi_2 + l \omega I_2 \sin \varphi_2}$$

(même expression que pour la chute en ligne).

La méthode de Kapp s'applique aux moyennes et aux fortes charges, lorsqu'une grande précision n'est pas nécessaire.

EXEMPLE NUMÉRIQUE. — Transformateur du paragraphe A-2.

$n = 0,60$; $R_1 = 0,60 \, \Omega$; $R_2 = 0,27 \, \Omega$. A pleine charge, à $\cos \varphi_2 = 1$, pour $I_2 = 8 \, \text{A}$, nous avons mesuré $\Delta U_2 = 131 - 127 = 4 \, \text{V}$.

Or $\sin \varphi_2 = 0$, donc $\Delta U_2 \approx R I_2$.

$$R = n^2 R_1 + R_2 = 0,60^2 \times 0,60 + 0,27 = 0,49 \, \Omega$$

$$\Delta U_2 \approx 0,49 \times 8 = 3,9 \, \text{V}.$$

D. — Rendement

I. — DÉFINITION

Le rendement η d'un transformateur est le rapport de la puissance active P_2 fournie par le secondaire à la puissance active P_1 absorbée par le primaire.

La différence $P_1 - P_2$ constitue les pertes, c'est-à-dire la somme des pertes dans le fer P_{fer} et des pertes par effet Joule P_J :

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + P_{fer} + P_J}.$$

Pour les mêmes valeurs U_2 , I_2 , c'est-à-dire pour les mêmes pertes, la puissance $P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2$ diminue avec $\cos \varphi_2$ et il en est de même du rendement ; *pour caractériser un transformateur, on considère donc son rendement pour un facteur de puissance égal à 1* :

$$\eta = \frac{U_2 I_2}{U_2 I_2 + P_{fer} + P_J}.$$

2. — DÉTERMINATION DU RENDEMENT

a) Mesure directe au wattmètre.

Elle est impossible à réaliser pour les transformateurs puissants : on ne dispose pas, en usine, du matériel (sources, charges...) nécessaire. En outre elle manque de précision, même pour les petits transformateurs. En effet, mesurer P_1 et P_2 au wattmètre revient à évaluer les pertes p par la différence $p = P_1 - P_2$, dans laquelle p est de l'ordre de l'incertitude sur P_1 et P_2 (1).

b) Méthode des pertes séparées.

On calcule les pertes si l'on a assez de données sur l'appareil : c'est ce que font les constructeurs.

On les mesure dans le cas contraire :

- l'essai à vide (§ A) donne les pertes dans le fer ;
- l'essai en court-circuit (§ C) donne les pertes par effet Joule.

Pour évaluer ces dernières, on peut encore mesurer les résistances des enroulements en continu.

On ne commet aucune erreur sur U_2 et I_2 , que l'on se donne, de sorte que

$$\frac{\Delta \eta}{\eta} = (1 - \eta) \frac{\Delta p}{p} \text{ (Pb n° 7) ;}$$

par exemple, une incertitude de 10 % sur les pertes correspond, pour $\eta = 0,95$ à une incertitude de 0,5 % sur η .

(1) L'U.T.E. proscrit la mesure directe des rendements de machines supérieurs à 85 %.

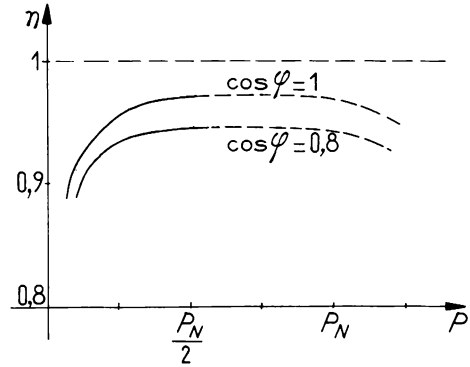
c) **Courbe de rendement en fonction de la charge** (fig. D-1).

FIG. D-1. — Exemples de courbes de rendement.

 P_N : puissance nominale.**3. — RENDEMENT MAXIMAL**

Pendant le projet d'un transformateur, les pertes dans le fer dépendent du volume du fer, de la qualité des tôles, de l'induction maximale B_m ; le transformateur étant construit, elles ne dépendent plus que de B_m , qui ne dépend que de la tension d'alimentation : *pour une tension donnée, les pertes dans le fer sont constantes.*

Au contraire, les pertes P_J dans le cuivre sont pratiquement proportionnelles au carré de I_2 , c'est-à-dire au carré de $P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2$ si l'on opère à $\cos \varphi_2$ constant (et si l'on néglige la variation de la chute de tension ΔU_2). a étant un nombre constant (≤ 1) : $P_J = aP_2^2$.

a) Le rendement est maximal lorsque les pertes dans le cuivre sont égales aux pertes dans le fer.

En effet :

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + P_{fer} + P_J} = \frac{P_2}{P_2 + P_{fer} + aP_2^2} = \frac{1}{1 + \frac{P_{fer}}{P_2} + aP_2}$$

P_2 étant la seule variable, le produit des deux derniers termes est constant ; leur somme est donc minimale lorsqu'ils sont égaux

$$aP_2 = \frac{P_{fer}}{P_2} \quad ; \quad aP_2^2 = P_{fer} \quad \text{ou} \quad P_J = P_{fer}.$$

b) Dans les transformateurs puissants, le rendement est maximal pour une puissance inférieure à la puissance nominale.

En effet, les tôles pour transformateurs sont à faibles pertes (par exemple 1,6 W/kg). A pleine charge, les pertes dans le cuivre sont très supérieures à P_{fer} , de l'ordre de 4 fois plus dans les gros transformateurs ; dans ce cas, on obtient

η_{maz} pour une charge environ $\sqrt{4} = 2$ fois plus petite que la pleine charge.

Même pour un transformateur fonctionnant constamment à pleine charge, il ne serait pas économique de réaliser la condition $P_J = P_{fer}$ à pleine charge, car ou le cuivre, ou le fer, ou les deux, seraient mal utilisés (en pratique on ne s'écarter guère de 1,5 tesla pour B_m et de 3 A/mm² pour la densité de courant).

4. — EXEMPLE NUMÉRIQUE

Calculons le rendement, à $\cos \varphi_2 = 1$ et à pleine charge, du transformateur du paragraphe A 2 (1 kVA) : $U_2 = 127$ V ; $I_2 = 8$ A ; $I_1 = 5$ A.

Nous avons vu que $P_{\text{fer}} = 42$ W, $R_1 = 0,60$ Ω , $R_2 = 0,27$ Ω .

$$P_J = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 = 0,60 \times 5^2 + 0,27 \times 8^2 \approx 32 \text{ W.}$$

$$\eta = \frac{U_2 I_2}{U_2 I_2 + P_{\text{fer}} + P_J} = \frac{1\,016}{1\,090} = 0,932 \approx 0,93.$$

REMARQUES.

1° Pour la même puissance P_2 , mais à $\cos \varphi = 0,80$, on aurait :

$$I'_2 = 10 \text{ A} ; P_J = 49 \text{ W} ; \eta \approx \frac{1\,016}{1\,107} \approx 0,92.$$

2° Pour ce transformateur : $P_{\text{fer}} > P_J$; c'est l'inverse pour les transformateurs puissants.

E. — Applications

Les transformateurs monophasés présentent de nombreux types ; ils couvrent une gamme de puissance très étendue (fraction de VA à centaines de MVA) et leurs applications sont très variées.

I. — MODIFICATION DE TENSION

Les transformateurs procurent, à partir du réseau, des tensions :

- *plus petites* : alimentation de moteurs, éclairage de sécurité (24 V : caves, machines-outils...);
- *plus grandes* : alimentation de tubes luminescents, de tubes cathodiques...

Pour les applications de puissance, on utilise parfois un *autotransformateur*, transformateur dans lequel les enroulements primaire et secondaire ont une partie commune (fig. E-1).

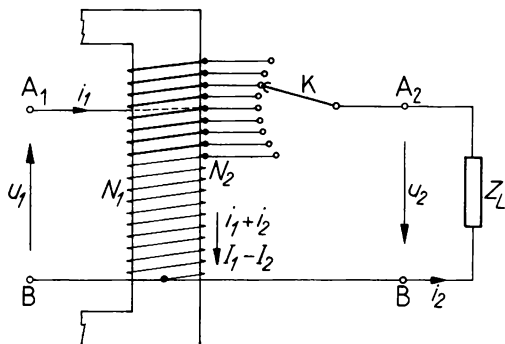


FIG. E-1. — Autotransformateur.

Son rapport de transformation est réglable, dans des limites relativement étroites autour de la valeur 1.

Dans cette partie commune, les courants primaire et secondaire, en opposition de phase, donnent un courant résultant d'intensité efficace $|I_1 - I_2|$; les pertes par effet Joule sont réduites et on réalise la partie commune en fil plus fin. Le volume, le poids, le coût, les pertes sont moindres que ceux d'un transformateur à deux enroulements séparés; par contre, l'autotransformateur n'assure pas la séparation de la charge et du réseau.

REMARQUE 1.

Pour le transport de l'énergie, on emploie des transformateurs triphasés. Toutefois, les puissances des centrales électriques augmentent constamment et il en est de même pour les transformateurs élévateurs de tension disposés entre les centrales et les lignes de transport.

C'est pourquoi on remplace parfois un transformateur triphasé par trois transformateurs monophasés, plus faciles à construire et surtout à entretenir ⁽¹⁾.

REMARQUE 2.

Le transport d'énergie électrique à grande distance serait impossible sans les transformateurs. Donnons-nous la puissance à transporter $P = UI \cos \varphi$, la distance l , la résistivité ρ des câbles de la ligne *monophasée*. Soit S la section d'un câble; la résistance de la ligne est $R = \rho \frac{2l}{S}$ et la perte par effet Joule :

$$P_J = RI^2 = \frac{2\rho l}{S} \times \left(\frac{P}{U \cos \varphi} \right)^2 = \frac{k}{SU^2},$$

où k est une constante. On diminue la perte en ligne :

- en augmentant la section S ; mais on est limité par le coût de la ligne (câbles; pylônes plus rapprochés);
- en augmentant U ; mais on ne peut augmenter ni les f. é. m. des alternateurs (maximum de l'ordre de 20 000 V), ni les tensions de distribution. Il faut donc élever la tension au départ de la ligne et l'abaisser à l'arrivée.

2. — TRANSFORMATEUR A FUITES

Pour le soudage à l'arc, le transformateur travaille pratiquement à secondaire en court-circuit. *Pour limiter le courant de court-circuit*, on construit le transformateur de façon que les fuites magnétiques soient très importantes : il se comporte comme un transformateur ordinaire en série avec une inductance de protection (Pb n° 8).

De petits transformateurs à fuites sont utilisés pour l'alimentation des tubes fluorescents.

3. — TRANSFORMATEURS DE MESURE

Transformateur de mesure : *Transformateur destiné à alimenter des appareils de mesure et, par extension, des relais ou autres appareils analogues* (Norme C01-020).

(1) Des études ont été faites sur des transformateurs monophasés de 1 000 à 2 000 MVA, pour un réseau futur à 1 500 kV (*ultra-haute tension*); la hauteur totale d'un transformateur de « seulement » 333 MVA, construit pour un laboratoire d'essais haute tension, est de 17,5 m !

a) Transformateurs de tension.

Ils abaissent la tension et permettent la mesure des tensions alternatives élevées ($> 1 \text{ kV}$) avec des voltmètres pour basses tensions (fig. E-2).

Un transformateur de tension travaille pratiquement à vide et son rapport de transformation est connu avec précision.

Bien que de très petite puissance, ces transformateurs sont volumineux et coûteux en raison de l'isolation très soignée nécessaire pour soutenir la haute tension et assurer la sécurité du personnel.

On les utilise aussi pour alimenter les circuits de tension de wattmètres.

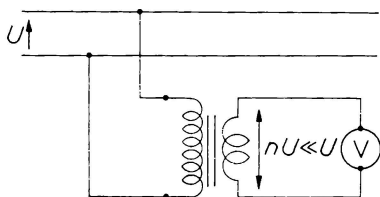


FIG. E-2. — Principe du transformateur de tension.

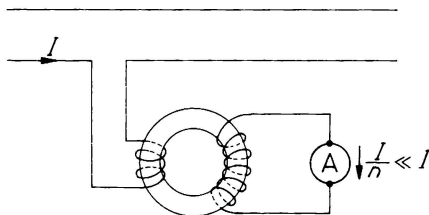


FIG. E-3. — Principe du transformateur de courant.

b) Transformateurs de courant.

Ils abaissent l'intensité et permettent la mesure des intensités élevées avec des ampèremètres usuels (fig. E-3).

Le rapport de transformation est le rapport entre le courant primaire et le courant secondaire.

Le primaire est traversé par le courant à mesurer, le secondaire est fermé sur un ampèremètre : un transformateur de courant travaille pratiquement en court-circuit. Il peut aussi alimenter le circuit intensité d'un wattmètre.

Leur théorie et leur technologie sont très différentes de celles des transformateurs de tension.



On appelle **transformateur « pince »** un transformateur sans primaire dont le circuit magnétique peut s'ouvrir et se fermer de façon à entourer un conducteur parcouru par le courant à mesurer (fig. E-4). Ce conducteur se comporte comme un primaire à une spire ; le secondaire est fermé sur un ampèremètre.

FIG. E-4. — Transformateur « pince ».

Rapport : 1 000/1. (Document Chauvin-Arnoux.)

4. — EMPLOI DES TRANSFORMATEURS DANS LES TECHNIQUES DES COURANTS FAIBLES

Des transformateurs d'alimentation à partir du réseau sont utilisés en radio, télévision, enregistrement et reproduction des sons, appareils de mesure et de contrôle.

Ils comportent plusieurs sorties, car les appareils alimentés ont besoin de plusieurs tensions, et plusieurs entrées pour tensions 110 V, 127 V, 220 V.

Par exemple, le modèle standard 0-110-127-200-220 V au primaire, 0-6-9-12-24 V au secondaire comporte 3 prises intermédiaires sur chaque enroulement.

Il est parfois nécessaire d'éviter des points communs à deux circuits : on utilise des transformateurs d'isolement, de rapport 1.

Les transformateurs d'adaptation d'impédance permettent de transférer la puissance entre deux circuits d'impédances différentes (ex. résolu n° 2). Enfin, aux fréquences élevées, on utilise dans les circuits électroniques (amplificateurs, oscillateurs) des transformateurs à circuit magnétique en fer divisé, poudre de fer agglomérée par un plastique : les courants de Foucault, qui rendraient impossible l'emploi de tôles, sont très affaiblis par la division du fer, dont les grains sont isolés les uns des autres.

F. — Exercices résolus

1. Dans un transformateur, que l'on considérera comme parfait, l'induction maximale est $B_m = 1,6 \text{ T}$; la section géométrique du noyau est 11 cm^2 et le coefficient de foisonnement des tôles : 0,91 ; les nombres de spires sont $N_1 = 500$ spires au primaire, $N_2 = 2\,000$ spires au secondaire. Fréquence de la tension d'alimentation : 50 Hz. Calculer :

- 1° Le flux maximal Φ_{1m} embrassé par le primaire, et celui Φ_{2m} du secondaire.
- 2° Les tensions primaire U_1 , secondaire U_2 .

Solution.

- 1° Section S du fer : $S = 11 \times 0,91 = 10 \text{ cm}^2 = 10^{-3} \text{ m}^2$.

Le flux maximal Φ_m par section droite (et dans une spire) est :

$$\Phi_m = B_m S = 1,6 \cdot 10^{-3} \text{ Wb.}$$

D'où $\Phi_{1m} = N_1 \Phi_m = 500 \times 1,6 \cdot 10^{-3} = 0,80 \text{ Wb.}$

$$\Phi_{2m} = N_2 \Phi_m = 2\,000 \times 1,6 \cdot 10^{-3} = 3,2 \text{ Wb.}$$

- 2° Le flux instantané totalisé par le primaire est sinusoïdal, par exemple de la forme $\varphi_1 = \Phi_{1m} \sin \omega t$; la f.é.m. est

$$e_1 = - \frac{d\varphi_1}{dt} = - \omega \Phi_{1m} \cos \omega t,$$

d'amplitude $\omega \Phi_{1m}$. En valeurs efficaces : $U_1 = E_1 = \frac{\omega \Phi_{1m}}{\sqrt{2}} = 177,5 \approx 178 \text{ V.}$

De façon analogue :

$$U_2 = E_2 = \frac{\omega \Phi_{2m}}{\sqrt{2}} = 710 \text{ V}$$

$$(\text{ou } U_2 = nU_1 = \frac{2\,000}{500} \times 177,5 = 710 \text{ V}).$$

2. Adaptation d'impédance par transformateur.

On donne un générateur de f.é.m. alternative E , de résistance interne r et une résistance $R = \frac{r}{400}$.

1° Quel est le rapport de la puissance utile $P_u = RI^2$ à la puissance totale $P_t = EI$ du générateur ?

2° On relie le générateur E , r au primaire d'un transformateur supposé parfait et la résistance R au secondaire. Calculer le rapport de transformation $n = \frac{N_2}{N_1}$ pour que la puissance $P_u = RI^2$ soit maximale.

Solution.

$$1^\circ \quad I = \frac{E}{R + r} \approx \frac{E}{r} \quad ; \quad P_u = RI^2 = R \frac{E^2}{r^2} = \frac{R}{r} \frac{E^2}{r}.$$

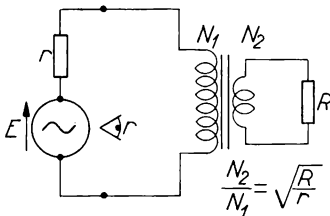
$$P_t = EI = \frac{E^2}{r} \quad ; \quad \frac{P_u}{P_t} = \frac{R}{r} = \frac{1}{400}.$$

Pratiquement, toute la puissance est transformée en chaleur à l'intérieur du générateur.

2° On sait que le générateur « voit » la résistance $\frac{R}{n^2}$ (§ B) ; P_u est maximale lorsque la résistance de charge est égale à la résistance interne (fasc. I, L. XI Pb 3, p. 120) :

$$\frac{R}{n^2} = r \quad ; \quad n = \sqrt{\frac{R}{r}} = \frac{1}{\sqrt{400}} = \frac{1}{20}.$$

Le transformateur abaisse la tension et comporte 20 fois moins de spires au secondaire qu'au primaire (fig. F-1).



$$\text{On a alors : } I_1 = \frac{E}{\left(\frac{R}{n^2}\right) + r} = \frac{E}{2r} \quad ;$$

$$P_{u\max} = rI_1^2 = \frac{E^2}{4r}.$$

FIG. F-1.

Autre solution : Transférons r du primaire au secondaire avec la valeur n^2r (§ B). Le secondaire est équivalent à un générateur de f.é.m. nE et de résistance interne n^2r :

$$I_2 = \frac{nE}{R + n^2r} = \frac{E}{\frac{R}{n} + nr}.$$

n est la seule variable ; le produit des deux termes du dénominateur est constant ; leur somme est minimale lorsqu'ils sont égaux, pour $R = n^2r$. I_2 est alors maximal ainsi que $P_u = RI_2^2$.

PROBLÈMES DE LA LEÇON IV

1. Pour vérifier les nombres de spires indiqués par le constructeur d'un transformateur 220 V/127 V, on enroule $N = 10$ spires autour des enroulements. La f.é.m. E induite dans ces spires est 11,0 V lorsqu'on alimente le primaire seul sous $U_1 = 220$ V et le secondaire seul sous $U_2 = 132$ V : quels sont les nombres de spires N_1 et N_2 ?

Réponses (transformateur du § A 2) : 200 ; 120.

2. Un transformateur 6 000 V/220 V fonctionne à pleine charge avec une chute de tension de 4 %. Quel est le rapport des nombres de spires ?

Réponse : $\frac{N_1}{N_2} = 26,2$.

3. Un transformateur 220/24 V, de 150 VA donne à vide $(U_2)_0 = 26,4$ V pour $U_1 = 220$ V. A la température normale de fonctionnement, les résistances du primaire et du secondaire sont $R_1 = 7,0 \Omega$ et $R_2 = 0,16 \Omega$. Le primaire comporte $N_1 = 468$ spires. On néglige les fuites magnétiques et le courant à vide. Calculer :

- 1° Le rapport de transformation à vide et le nombre de spires N_2 du secondaire.
- 2° La résistance totale R ramenée au secondaire et la chute de tension à $\cos \varphi_2 = 1$, à pleine charge ; l'indication 24 V est-elle très précise ?
- 3° Le rendement pour $I_2 = 6$ A et à $\cos \varphi_2 = 1$, sachant que l'essai à vide a donné $P_{\text{fer}} = 8,2$ watts.

Réponses : 1° $n = 0,12$; $N_2 = 56$.

2° $R = 0,26 \Omega$; $\Delta U_2 \approx 1,6$ V ; non, $U_2 \approx 24,8$ V.

3° 0,895.

4. Un transformateur, dont on néglige les résistances des enroulements, les pertes fer et les fuites magnétiques, a un courant à vide $I_0 = 0,50$ A pour la tension nominale U_1 et son rapport de transformation est $n = \frac{N_2}{N_1} = 0,60$. Il débite le courant $I_2 = 6$ A sur un circuit inductif de déphasage 30° : déterminer, graphiquement puis par le calcul, le courant primaire I_1 et son déphasage φ_1 sur la tension primaire U_1 .

Réponses : 3,9 A ; $\approx 36^\circ$.

5. Dans un transformateur, dont les enroulements sont à galettes alternées, le diamètre moyen d'une spire est le même pour le primaire et pour le secondaire, ainsi que la densité de courant. On admet que le rapport de transformation $n = \frac{N_2}{N_1}$ est le même à vide et en charge.

Comparer les volumes de cuivre V_1 et V_2 , les résistances R_1 , R_2 et les pertes par effet Joule des deux enroulements.

Réponses : $\left(S_2 = \frac{S_1}{n} ; I_1 = n I_2 \right)$; $V_2 = V_1$; $R_2 = n^2 R_1$; $P_{J2} = P_{J1}$.

6. Un transformateur parfait, de rapport $n = \frac{N_2}{N_1} = -\frac{i_1}{i_2}$ donné, est chargé par deux résistances en parallèle R_2 et R'_2 . On remplace R_2 par une résistance R_1 du côté primaire, de sorte que u_2 ne soit pas modifiée : comment R_1 est-elle disposée et quelle est sa valeur ?

Réponses : En parallèle avec le primaire ; $R_1 = \frac{R_2}{n^2}$.

7. On détermine le rendement d'un transformateur par la méthode des pertes séparées : $\eta = \frac{P_2}{P_2 + p}$. Calculer, dans l'approximation $\frac{p}{P_2 + p} \approx \frac{p}{P_2}$, l'incertitude relative $\frac{\Delta \eta}{\eta}$ en fonction de $\frac{\Delta p}{p}$ et η .

Application. — On trouve $\eta = 0,980$; $\frac{\Delta p}{p} = 0,10$. Calculer $\frac{\Delta \eta}{\eta}$.

Réponses : $\frac{\Delta \eta}{\eta} = (1 - \eta) \frac{\Delta p}{p}$; **0,002 ; 0,978** < η < **0,982** (avec un wattmètre à 2 % : **0,96** < η < **1,02** !).

8. Transformateur à fuites : diagramme du cercle (courant). ⁽¹⁾

On donne l'inductance L_0 du primaire, à secondaire ouvert, l'inductance de fuite totale ramenée au primaire l , la charge ramenée au primaire R , la tension primaire U_1 , ω ; on néglige les résistances des enroulements et les pertes dans le fer.

- 1° Tracer le schéma équivalent dans l'approximation où toutes les fuites sont attribuées au secondaire.
- 2° Donner les expressions : du courant à vide I_0 ; du courant de court-circuit I_{1cc} ; du courant $\vec{I}_1$ pour une valeur donnée de R .
- 3° Tracer les vecteurs $\vec{U}_1, \vec{I}_0, \vec{I}_{1cc}, \vec{I}_1$ avec une origine commune 0. Montrer que lorsque la charge varie de 0 à l'infini :
 - a) L'extrémité de $\vec{I}_1$ décrit un demi-cercle.
 - b) La puissance active absorbée par le transformateur passe par un maximum P_{1max} .
 - c) Le facteur de puissance passe par un maximum, dont on demande l'expression en fonction de I_{1cc} et I_0 .
 - d) Application. — $L_0 = 2,2$ H ; $l = 0,07$ H ; $U_1 = 220$ V, 50 Hz. Calculer $I_0, I_{1cc}, P_{1max}, (\cos \varphi)_{max}$.

Réponses : 1° I, R série // L_0 .

$$2^\circ \frac{U_1}{L_0 \omega}, \dots ; \vec{I}_1 = \vec{I}_0 + \vec{I} ; I = \frac{U_1}{\sqrt{R^2 + l^2 \omega^2}} ; \operatorname{tg} \varphi = \frac{l \omega}{R}.$$

3° figure Pb 8. a) Montrer que $\overline{MBA} = \varphi$; b) $ON = I_{a_{max}}$;
c) $(\cos \varphi)_{max} = \frac{I_{1cc} - I_0}{I_{1cc} + I_0}$; d) **0,32 A ; 10 A ; 1 100 W ; 0,94.**

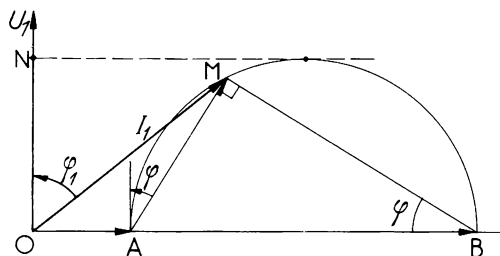


Fig. Pb 8.

(1) Ce problème, suite du n° 2 p.136 du fascicule III, prépare le diagramme du cercle du moteur asynchrone.

V. — TRANSFORMATEUR TRIPHASÉ

La production, le transport et une grande partie de la distribution de l'énergie électrique se font en triphasé, d'où l'importance du transformateur triphasé.

En outre, des transformateurs à primaire triphasé et à secondaire hexaphasé ou dodécaphasé jouent un rôle important dans les redresseurs de puissance (électrochimie, électrometallurgie...).

A. — Constitution

I. — CIRCUIT MAGNÉTIQUE TRIPHASÉ

Considérons trois circuits magnétiques monophasés identiques dont les bobines sont alimentées par trois tensions triphasées (fig. A-1). Supposons en outre que les parties verticales des culasses soient de section suffisante pour ne consommer qu'une faible partie des ampères-tours : on ne modifie ni les flux dans les noyaux, ni les courants, en remplaçant ces trois culasses par une seule, commune aux trois circuits (fig. A-2).

Or $i_1 + i_2 + i_3 = 0$, et comme les flux sont proportionnels ⁽¹⁾ aux courants :

$$\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 = 0.$$

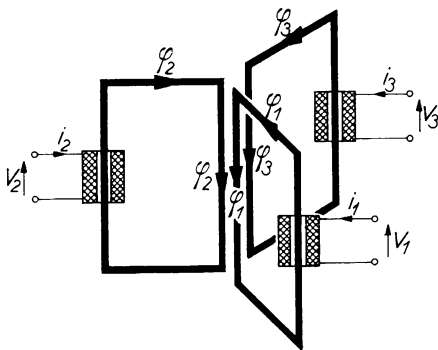


FIG. A-1

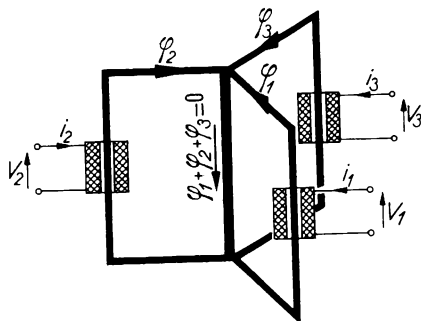


FIG. A-2.

(1) $\varphi_1 = \frac{L}{N} i_1$; L : inductance, N nombre de spires d'une bobine.

La suppression de la culasse commune ne modifie donc pas le fonctionnement (fig. A-3 et A-4).

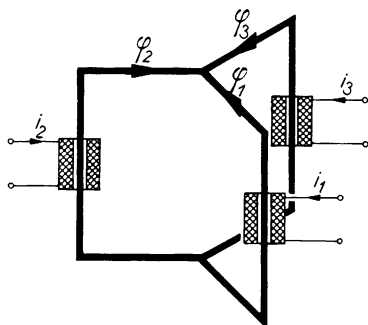


FIG. A-3. — Circuit magnétique triphasé.

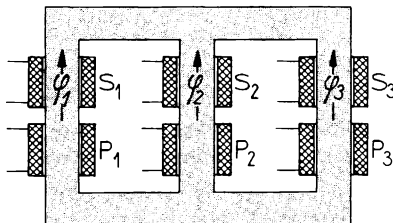


FIG. A-4. — Pour faciliter la construction, on dispose les trois noyaux dans un même plan.

2. — TRANSFORMATEUR TRIPHASÉ

Les trois bobines précédentes sont les primaires P_1, P_2, P_3 (fig. A-4) ; sur chaque noyau est disposé un enroulement secondaire (S_1, S_2, S_3). Ces secondaires produisent un système de tensions triphasées de valeurs différentes de celles du primaire et parfois de phases différentes (couplage zigzag, § B 3).

B. — Modes de couplage du primaire et du secondaire

Suivant la tension et l'emploi, ils peuvent être couplés en étoile ou en triangle, d'où quatre couplages principaux ; en outre, côté basse tension, une phase peut comporter deux enroulements en série disposés sur deux noyaux différents (couplage zigzag, § B 3).

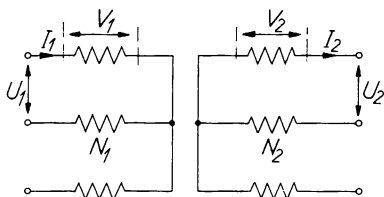
I. — COUPLAGES EN ÉTOILE OU EN TRIANGLE

La notation reste celle des leçons I et II : V , tension simple ; $U = V\sqrt{3}$, tension composée ; I : courant de ligne ; J : courant de phase d'un triangle (alors $I = J\sqrt{3}$). Indices : 1 pour le primaire, 2 pour le secondaire.

Dans tous les couplages :

- le rapport de transformation triphasé est le rapport $n = \frac{U_2}{U_1}$ entre les tensions composées secondaire et primaire ;
- N_1, N_2 désignent les nombres de spires d'un enroulement primaire ou secondaire disposé sur un noyau.

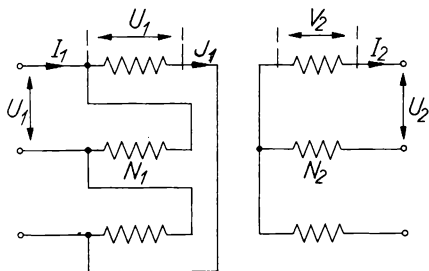
Dans chaque couplage, nous écrirons les égalités de départ, pour calculer n et le rapport des courants, en considérant un noyau et ses deux enroulements comme un transformateur monophasé parfait de rapport $\frac{N_2}{N_1}$.

Fig. B-1. — **Couplage étoile-étoile.**

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} V_1; \quad \frac{U_2}{U_1} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{N_2}{N_1}$$

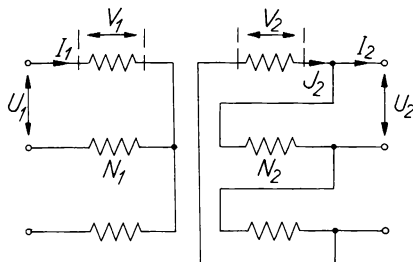
$$n = \frac{N_2}{N_1}$$

$$N_1 I_1 = N_2 I_2; \quad I_2 = \frac{I_1}{n}$$

(U₁ et U₂ en phase.)Fig. B-3. — **Couplage triangle-étoile.**

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} U_1; \quad \text{d'où} \quad n = \frac{N_2 \sqrt{3}}{N_1}$$

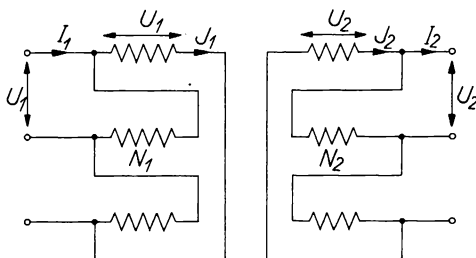
$$N_1 J_1 = N_2 I_2; \quad I_2 = \frac{I_1}{n}$$

(Déphasage entre U₁ et U₂ : 30°.)Fig. B-2. — **Couplage étoile-triangle.**

$$U_2 = \frac{N_2}{N_1} V_1 = \frac{N_2}{N_1} \frac{U_1}{\sqrt{3}};$$

$$n = \frac{N_2}{N_1 \sqrt{3}}$$

$$N_1 I_1 = N_2 J_2 = N_2 \frac{I_2}{\sqrt{3}}; \quad I_2 = \frac{I_1}{n}$$

(Déphasage entre U₁ et U₂ : 30°.)Fig. B-4. — **Couplage triangle-triangle.**

$$U_2 = \frac{N_2}{N_1} U_1; \quad n = \frac{N_2}{N_1}$$

$$N_1 J_1 = N_2 J_2; \quad I_2 = \frac{I_1}{n}$$

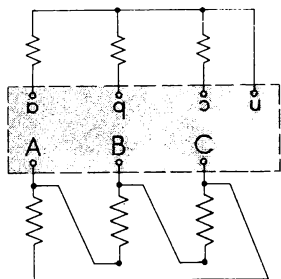
(U₁ et U₂ en phase.)

2. — REPÉRAGE DES BORNES

L'inversion de deux bornes provoque celle de deux tensions d'enroulements secondaires (déphasage de + 120° pour l'une, de - 120° pour l'autre); en outre, un enroulement en triangle produit : dans le cas de connexions correctes, un déphasage de ± 30°; dans le cas de connexions incorrectes, de ± 120°.

Les déphasages incorrects ont de graves inconvénients ; aussi les *Normes* prescrivent-elles le repérage des bornes sur la plaque à bornes :

- *côté haute tension*, lettres majuscules A, B, C, N (fig. B-5), de la gauche vers la droite, les tensions se succédant dans le sens direct dans l'ordre $V_A (= V_A - V_N)$, V_B , V_C (chacune en retard de 120° sur la précédente) ;



- *côté basse tension*, lettres minuscules a, b, c, n, de la droite vers la gauche dans l'ordre de succession des phases V_a , V_b , V_c ;

- V_a doit être en phase avec V_A dans les couplages étoile-étoile et triangle-triangle, en avance de 30° dans le couplage triangle-étoile, en retard de 30° sur V_A dans le couplage étoile-triangle.

Ce repérage peut être complété par un diagramme vectoriel des tensions primaires et secondaires et parfois même par un *schéma de connexions* (fig. B-5).

FIG. B-5. — Repérage des bornes.

3. — COUPLAGE ZIGZAG DES ENROULEMENTS BASSE TENSION

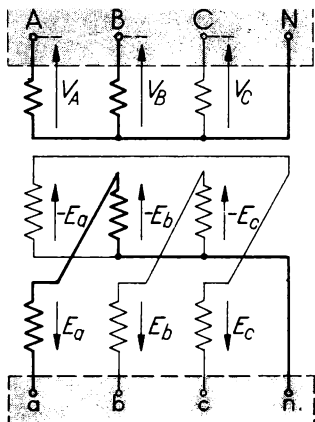


FIG. B-6. — Couplage zigzag.

— En trait fort, les enroulements de la tension secondaire V_a et des phases primaires correspondantes.

Le couplage zigzag est supérieur à l'étoile et au triangle en cas de fort déséquilibre des phases, puisque chaque phase secondaire demande sa puissance à deux phases primaires : le réseau est donc moins déséquilibré en amont du transformateur. Ce couplage est utilisé au secondaire des transformateurs abaisseurs de tension.

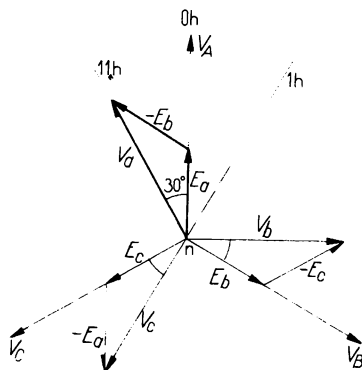
FIG. B-7. — Diagramme vectoriel du couplage zigzag de la figure B-6.

Chaque phase comporte deux bobines placées sur deux noyaux successifs ⁽¹⁾ et connectées en série, en sens inverses (fig. B-6). Les f. é. m. induites E_a , E_b , E_c sont en phase avec les tensions V_A , V_B , V_C ; on obtient au secondaire les tensions simples :

$$V_a = E_a - E_b ; \quad V_b = E_b - E_c ; \quad V_c = E_c - E_a,$$

d'où le diagramme vectoriel de la figure B-7.

Le système triphasé V_a , V_b , V_c est en avance de 30° sur le système V_A , V_B , V_C , ce qui est conforme, pour ce couplage, aux prescriptions de l'U. T. E. En notation horaire, pour V_A à 0 heure, V_a est à 11 heures ; une erreur de connexions remplaçant $-E_b$ par $-E_c$ ferait passer V_a à 1 heure.



(1) Dans l'ordre de succession des phases : a, b, c.

Par contre, il exige plus de spires, donc plus de cuivre au secondaire, puisqu'on y additionne des tensions déphasées de 30° : $\frac{V_a}{2} = \frac{E_a}{2} \cos 30^\circ = 0,866 \frac{E_a}{2}$ (perte relative de cuivre : $1 - 0,866 = 0,134 \approx 13 \%$).

C. — Chute de tension : méthode de Kapp

Les réseaux et les transformateurs triphasés étant donnés par leurs tensions composées, la chute triphasée est $\Delta U_2 = \Delta V_2 \sqrt{3}$.

La méthode de Kapp du transformateur monophasé s'applique, en régime permanent équilibré, au primaire et au secondaire disposés sur chaque noyau du transformateur triphasé ; elle donne : ΔU_2 pour un secondaire en triangle ; ΔV_2 pour un secondaire en étoile, d'où $\Delta U_2 = \Delta V_2 \sqrt{3}$.

EXEMPLE NUMÉRIQUE SIMPLE (fig. C-1).

Un transformateur triangle-étoile 10 000/380 V débite le courant $I_2 = 200$ A à $\cos \varphi_2 = 0,80$. Le transformateur monophasé relatif à chaque noyau a une résistance totale ramenée au secondaire $R = 0,030 \Omega$ et une réactance de fuites totale $l \omega = 0,040 \Omega$.

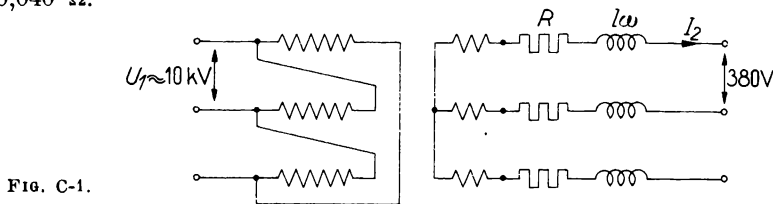


FIG. C-1.

Calculons la chute de tension simple par l'expression approchée déduite du diagramme de Kapp (leçon précédente) :

$$\Delta V_2 = RI_2 \cos \varphi_2 + l \omega I_2 \sin \varphi_2 = RI_{2a} + l \omega I_{2r}$$

$$I_{2a} = I_2 \cos \varphi_2 = 200 \times 0,80 = 160 \text{ A ;}$$

$$I_{2r} = I_2 \sin \varphi_2 = 200 \times 0,60 = 120 \text{ A.}$$

$$\Delta V_2 = 0,03 \times 160 + 0,04 \times 120 = 9,6 \text{ V.}$$

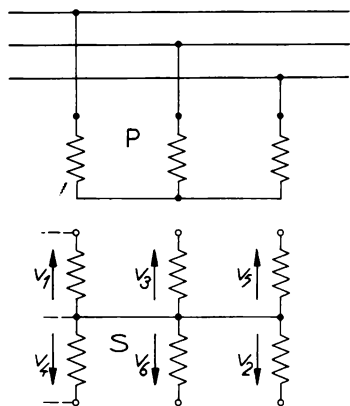
$$\Delta U_2 = \Delta V_2 \sqrt{3} = 16,6 \text{ V} \approx 17 \text{ V.}$$

Pour obtenir $U_2 = 380$ V en charge, il faut régler la tension primaire U_1 pour que la tension secondaire à vide soit $U_{20} = U_2 + \Delta U_2 = 397$ V.

D. — Transformateurs de phases

Le primaire, triphasé, est normal.

L'emploi de plusieurs bobines secondaires sur un même noyau et leur mode de couplage permettent d'obtenir des tensions hexaphasées, dodécaphasées, diphasées.



I. — TRANSFORMATEUR TRIPHASÉ-HEXAPHASÉ

Nous savons qu'un transformateur monophasé fournit deux tensions biphasées — de même valeur et en opposition — entre les extrémités du secondaire et son point milieu : en répétant trois fois ce montage dans un transformateur triphasé, on obtient 6 tensions égales et régulièrement déphasées de $\frac{2\pi}{6} = \frac{\pi}{3}$ radian (60°) (fig. D-1). ⁽¹⁾

Pour les expressions de ces tensions, se reporter à la leçon I (§ A).

FIG. D-1.

2. — TRANSFORMATEUR TRIPHASÉ-DODÉCAPHASÉ

On l'obtient en ajoutant au secondaire du précédent deux montages zigzag, l'un déphasant de 30° en avant des tensions primaires, l'autre de 30° en arrière (revoir § B 3) ; le secondaire complet fournit 12 tensions égales et régulièrement déphasées de $\frac{2\pi}{12} \text{ rd} = 30^\circ$. ⁽¹⁾

3. — TRANSFORMATEUR TRIPHASÉ-DIPHASÉ (SYSTÈME LEBLANC)

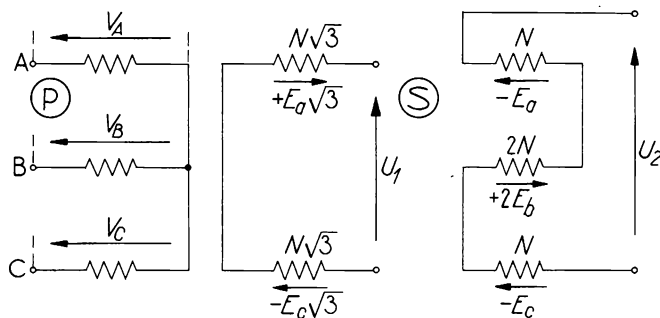
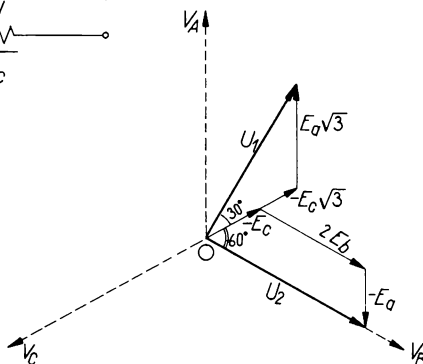


FIG. D-2. — Transformateur triphasé-diphase.

Un système diphasé de tensions est constitué par deux tensions de même amplitude en quadrature.

Le secondaire est donné par la figure D-2 où N est un certain nombre de spires. Construction des tensions diphasées U_1 et U_2 : figure D-3.

FIG. D-3.



⁽¹⁾ Le montage de Graëtz (à double voie) est préférable. Pour une étude détaillée de ces montages et leur comparaison, voir MOUNIC : *Redressement*, 1^{re} partie.

Ce transformateur permet d'utiliser séparément les tensions monophasées U_1 et U_2 en déséquilibrant beaucoup moins le réseau triphasé que si on les obtenait par deux transformateurs monophasés ⁽¹⁾; on l'emploie en traction électrique pour alimenter les caténaires.

E. — Exercice résolu

Un transformateur étoile-zigzag comporte N_1 spires par phase primaire et deux bobines ayant chacune $\frac{N_2}{2}$ spires par phase secondaire. Calculer, en fonction du rapport $\frac{N_2}{N_1}$, le rapport de transformation triphasé $n = \frac{U_2}{U_1}$, et le rapport $\frac{I_2}{I_1}$ des intensités.

Solution.

D'après la figure B-6 : $E_a = \frac{N_2/2}{N_1} V_A = \frac{N_2}{2 N_1} V_A$.

D'après le diagramme vectoriel de la figure B-7 :

$$V_a = E_a \sqrt{3} = \frac{N_2}{N_1} \frac{\sqrt{3}}{2} V_A; \quad \frac{V_a}{V_A} = \frac{N_2}{N_1} \frac{\sqrt{3}}{2}.$$

V_a et V_A sont les tensions simples, donc :

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{V_a}{V_A}; \quad \boxed{n = \frac{N_2 \sqrt{3}}{2 N_1}}.$$

Les puissances actives du primaire et du secondaire sont le triple de celles d'une phase :

$$P_1 = 3 V_A I_1 \cos \varphi_1; \quad P_2 = 3 V_a I_2 \cos \varphi_2.$$

Dans l'approximation du transformateur parfait :

$$P_1 = P_2 \quad \cos \varphi_1 = \cos \varphi_2.$$

D'où

$$V_A I_1 = V_a I_2 \quad ; \quad \boxed{\frac{I_2}{I_1} = \frac{1}{n}}$$

PROBLÈMES DE LA LEÇON V

1. L'essai à vide d'un transformateur triphasé 20 000/380 V a donné, pour le rapport de transformation triphasé, $n = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{51}$. Chaque phase du primaire comporte 4 500 spires. Calculer le nombre de spires d'une phase secondaire en supposant le couplage :

1° Étoile-étoile.

2° Triangle-étoile.

Réponses : 88 ; 51.

(1) Même justification que pour le montage zigzag (§ B 3).

2. Un transformateur triphasé, de rapport de transformation triphasé $\frac{U_{BT}}{U} = 50$ est utilisé en abaisseur de tension et débite un courant $I_2 = 100$ A dans la ligne triphasée qu'il alimente. Calculer le courant de ligne primaire I_1 et les courants de phase J_2 et J_1 en supposant le couplage :

1° Triangle-triangle.

2° Triangle-étoile.

Réponses : 1° $I_1 = 2$ A ; $J_2 = 57,7$ A ; $J_1 = 1,15$ A.

2° $I_1 = 2$ A ; $J_2 = 100$ A ; $J_1 = 1,15$ A.

3. Un transformateur triphasé étoile-zigzag comporte 22,7 fois moins de spires au secondaire qu'au primaire relié à un réseau à 10 kV. Calculer les tensions secondaires simple et composée, à vide.

Réponses : 220 V ; 380 V.

4. Transformateur à couplages multiples.

On considère un transformateur triphasé comportant, sur chaque noyau, une bobine primaire de N_1 spires et deux demi-bobines secondaires de chacune $\frac{N_2}{2}$ spires ; les 18 extrémités de ces 9 bobines sont sorties sur une plaque à bornes et peuvent être reliées de diverses façons par des barrettes (en trait fort sur la figure Pb-4).

On donne $N_2 = 90$ spires, $N_1 = 2\,047$ spires.

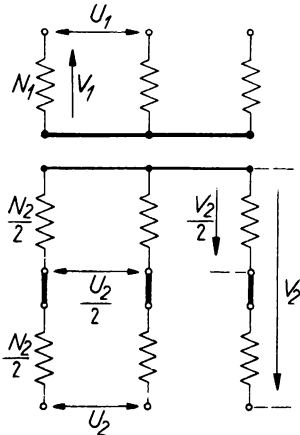


FIG. Pb-4.

1° Montrer que $\frac{N_2/2}{N_1} = 1,27 \cdot 10^{-2} \sqrt{3}$.

2° Le primaire est couplé en étoile et alimenté par une ligne à 10 kV ; calculer toutes les tensions disponibles au secondaire couplé :

a) En étoile (cas de la figure Pb-4) ;

b) En triangle ;

c) En zigzag ;

d) Dans le cas du secondaire en étoile et pour obtenir 220 V, il est avantageux de constituer chaque phase secondaire par deux demi-bobines en parallèle. Pourquoi ? Faire le schéma.

3° Mêmes questions avec le primaire en triangle, alimenté sous 5 770 V.

Réponses : 2° a) $\frac{V_2}{2} = 127$ V ; $\frac{U_2}{2} = 220$ V ; $V_2 = 254$ V ; $U_2 = 440$ V ;

b) 254 V ; 127 V ; c) 127 V ; 220 V ; 380 V ; d) Pertes par effet Joule diminuées.

VI. — CHAMPS TOURNANTS

Bien que n'ayant pas la même structure que le champ tournant dans un entrefer de machine, le champ tournant en un point présente des propriétés analogues et son étude est plus facile.

A. — Champ tournant en un point

1. — DÉFINITION

On appelle champ tournant dans une petite région de l'espace autour d'un point O (fig. A-1), un champ dont le vecteur induction, de grandeur constante, tourne à vitesse constante ω autour d'un axe passant par O .

2. — PRODUCTION

a) **Par un aimant en rotation uniforme** (fig. A-1).

Une petite aiguille aimantée placée au point O et lancée dans le sens du champ s'accroche au champ et continue de tourner en *synchronisme* avec lui, c'est-à-dire à la même vitesse ω : c'est le principe du moteur *synchrone*.

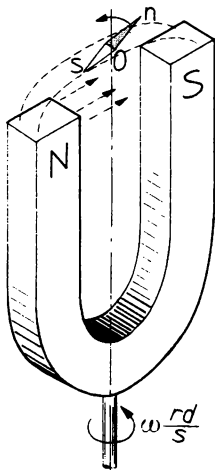


FIG. A-1.

Un petit rotor de cuivre ou d'aluminium (fig. A-2) démarre sans être lancé, mais tourne moins vite que le champ : c'est le principe du moteur *asynchrone*.

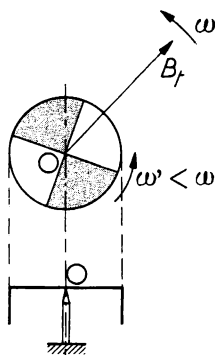


FIG. A-2. — Principe du moteur asynchrone.

Si l'on place au point O des figures A-1, A-3 et A-4 une petite boîte sans couvercle, en aluminium, le champ l'entraîne. Contrairement à l'aiguille aimantée, la boîte démarre sans qu'on la lance.

b) **Par deux bobines fixes, d'axes perpendiculaires, parcourues par des courants diphasés** (fig. A-3).

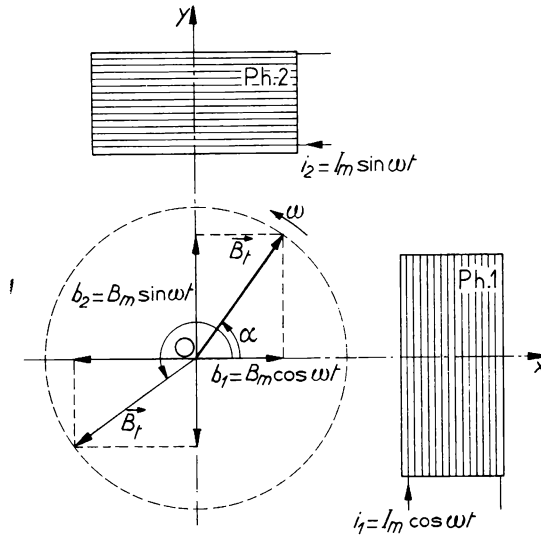


FIG. A-3. — On montre (§ B et Pb 2) que $B_t = B_m$ et $\alpha = \omega t$. Le champ tournant au point O est représenté à deux instants.

On appelle *courants diphasés* deux courants de même amplitude et en quadrature. Par exemple :

$$i_1 = I_m \cos \omega t \quad ; \quad i_2 = I_m \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) = I_m \sin \omega t.$$

La rotation d'un rotor de cuivre ou d'aluminium montre que la *résultante des champs alternatifs* des bobines est un champ tournant.

Les moteurs diphasés sont utilisés dans les servomécanismes.

c) **Par trois bobines fixes décalées successivement de 120° et parcourues par des courants triphasés** (fig. A-4) ⁽¹⁾.

Les champs alternatifs des trois bobines se composent pour produire au point O un champ tournant, dont l'existence est prouvée par la rotation d'un rotor.

Permuter deux phases d'alimentation : le sens de rotation du champ s'inverse.

d) **Par un courant monophasé** (fig. B-1 du § B).

Lorsque la fréquence est assez basse (≈ 10 Hz), la rotation de l'aiguille aimantée dans un sens puis dans l'autre prouve l'existence de deux champs tournants, de sens de rotation opposés, et de vitesses angulaires égales à la pulsation du courant alternatif.

(1) FERRARIS (1847-1897) : physicien italien qui découvrit cette propriété des courants triphasés.

3. — PROPRIÉTÉS

Elles sont vérifiables par des expériences faciles à imaginer. Tout champ tournant :

- a) *Induit une f. é. m. alternative dans une bobine soumise à son flux*, des f. é. m. triphasées dans trois bobines disposées comme dans la figure A-4. C'est le principe des *alternateurs* monophasé et triphasé.

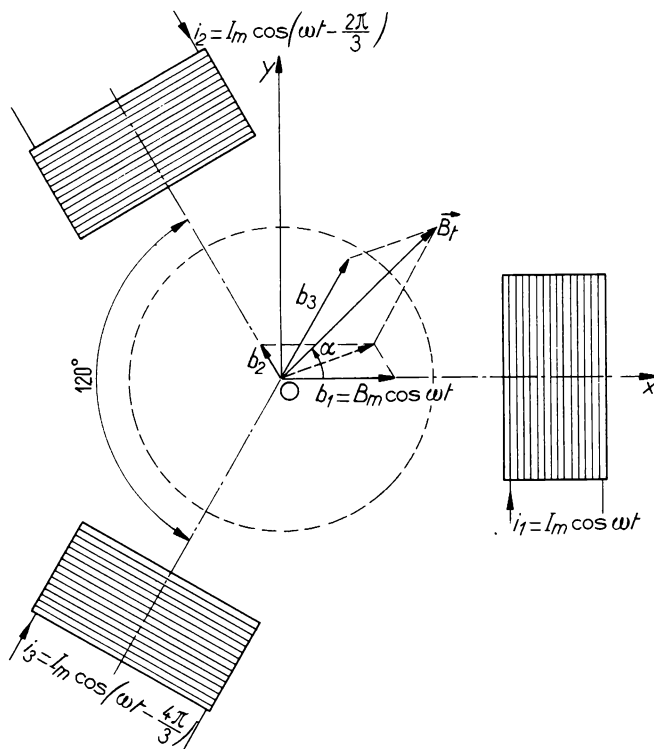


FIG. A-4 : $\vec{B}_t = \vec{b}_1 + \vec{b}_2 + \vec{b}_3$.

On montre (§ B et Pb 3) que $B_t = \frac{3}{2} B_m$ et $\alpha = \omega t$.

Figure tracée pour $t = \frac{T}{8}$, donc $\omega t = \frac{\pi}{4}$ rd (45°) : b_1 et $b_2 > 0$; $b_3 < 0$.

- b) *Entretient la rotation d'un aimant lancé à la vitesse du champ* (§ 2). Le couple moteur dû au champ tournant peut même surmonter un couple résistant appliqué à l'aimant : c'est le principe du *moteur synchrone* (voir exercice résolu, § E).
- c) *Tend à faire tourner un conducteur quelconque balayé par son flux*. En effet, les courants de Foucault induits dans le conducteur tendent à diminuer la vitesse de déplacement du conducteur par rapport au champ : c'est le principe du *moteur asynchrone*.

Le conducteur tourne nécessairement à une vitesse $\omega' < \omega$; pour $\omega' = \omega$, les courants induits, cause du couple moteur, n'existeraient plus.

B. — Étude vectorielle du champ tournant en un point

L'étude algébrique fait l'objet des problèmes 2 et 3.

I. — UN CHAMP ALTERNATIF EST ÉQUIVALENT A DEUX CHAMPS TOURNANTS, DE SENS DE ROTATION OPPOSÉS

Soit le champ alternatif $b = B_m \cos \omega t$ (fig. B-1). Considérons, à l'instant t , les vecteurs $\vec{\beta}$ et $\vec{\beta}'$, de modules $\beta = \beta' = \frac{B_m}{2}$ faisant les angles ωt et $-\omega t$ avec Ox ; leurs projections sur Oy sont opposées; leurs projections $\overline{OH}$ sur Ox valent :

$$OH = \beta \cos \omega t = \beta' \cos \omega t = \frac{B_m}{2} \cos \omega t = \frac{b}{2}.$$

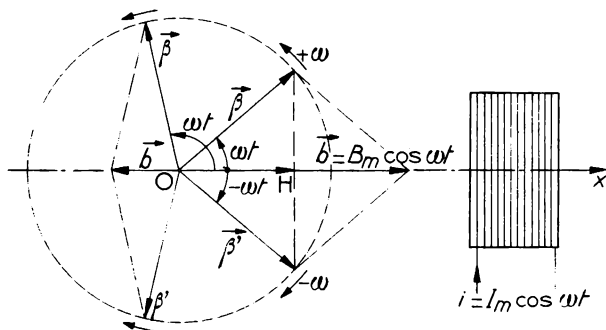


FIG. B-1. — **Théorème de Leblanc.**

La décomposition du champ alternatif b en deux champs tournants β et β' est représentée à deux instants différents.

Modules de β et β' : $\frac{B_m}{2}$.

D'où

$$b = 2 \overline{OH} = \beta \cos \omega t + \beta' \cos \omega t.$$

Et, vectoriellement :

$$\boxed{\vec{b} = \vec{\beta} + \vec{\beta}'}$$

Pour que cette égalité soit vérifiée à tout instant, il suffit que $\vec{\beta}$ et $\vec{\beta}'$ tournent autour de O avec les vitesses ω et $-\omega$.

Un champ alternatif b , de direction fixe, d'amplitude B_m , est équivalent à deux champs tournants d'amplitudes $\frac{B_m}{2}$ et de vitesses opposées ω et $-\omega$ égales à la pulsation du champ alternatif.

A l'instant t , le champ $\vec{\beta}$ qui tourne dans le sens positif fait avec l'axe Ox de la bobine un angle égal à la phase ωt du courant (problème n° 1); $\vec{\beta}$ et $\vec{\beta}'$ font un tour par période de b .

2. — CHAMP TOURNANT PRODUIT PAR DES COURANTS DIPHASÉS

D'après le résultat précédent :

— le champ $b_1 = B_m \cos \omega t$ est équivalent aux champs tournants $\vec{\beta}_1 \left(\beta_1 = \frac{B_m}{2}, \text{vitesse } \omega \right)$ et $\vec{\beta}'_1 \left(\beta'_1 = \frac{B_m}{2}, \text{vitesse } -\omega \right)$, faisant les angles ωt et $-\omega t$ avec Ox (fig. B-2);

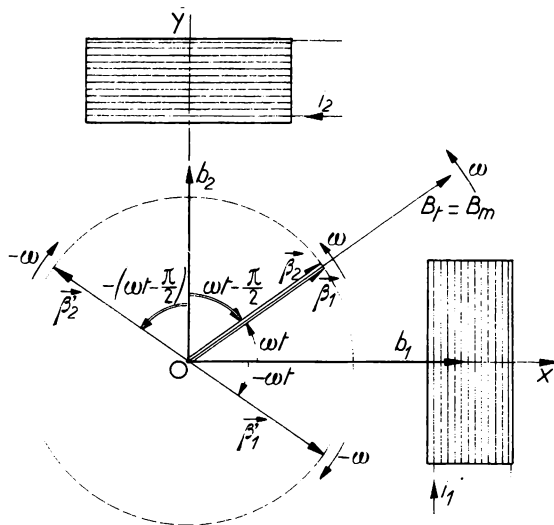


FIG. B-2 : $\vec{b}_1$ (alternatif) = $\vec{\beta}_1 + \vec{\beta}'_1$ (tournants); $\vec{b}_2 = \vec{\beta}_2 + \vec{\beta}'_2$.
 $\vec{B}_t$: champ tournant résultant.

— le champ $b_2 = B_m \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) = B_m \sin \omega t$ est équivalent aux champs $\beta_2 \left(\frac{B_m}{2}; \omega \right)$ et $\beta'_2 \left(\frac{B_m}{2}; -\omega \right)$ faisant les angles $\omega t - \frac{\pi}{2}$ et $-\left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right)$ avec Oy.

$\vec{\beta}'_1$ et $\vec{\beta}'_2$ sont opposés : leur résultante est nulle; $\vec{\beta}_1$ et $\vec{\beta}_2$ coïncident; le champ résultant $\vec{B}_t$ est donc :

$$\vec{B}_t = \vec{b}_1 + \vec{b}_2 = (\vec{\beta}_1 + \vec{\beta}'_1) + (\vec{\beta}_2 + \vec{\beta}'_2) = \vec{\beta}_1 + \vec{\beta}_2 = 2 \vec{\beta}_1.$$

Comme $\vec{\beta}_1$, $\vec{B}_t$ tourne à la vitesse ω dans le sens positif et son module est $B_t = 2 \beta_1 = B_m$.

En résumé : A tout instant, $\vec{\beta}_1$ et $\vec{\beta}_2$ coïncident, $\vec{\beta}'_1$ et $\vec{\beta}'_2$ sont opposés, parce que le déphasage $\left(\frac{\pi}{2} \right)$ des courants est égal au décalage angulaire des deux bobines.

3. — CHAMP TOURNANT PRODUIT PAR DES COURANTS TRIPHASÉS

Le dispositif est celui de la figure A-3 ; son étude vectorielle, résumée par la figure B-3, est analogue à la précédente. Par exemple $\vec{\beta}_1$ et $\vec{\beta}_2$ coïncident parce qu'ils sont produits par deux bobines décalées de $\frac{2\pi}{3}$ dans l'espace, parcourues par des courants déphasés de $\frac{2\pi}{3}$; pour la même raison, $\vec{\beta}_3$ coïncide avec $\vec{\beta}_2$.

Les champs $\beta'_1, \beta'_2, \beta_3$ d'amplitudes égales $\left(\frac{B_m}{2}\right)$ et déphasés successivement de $\frac{2\pi}{3}$ ont une somme nulle (système triphasé équilibré).

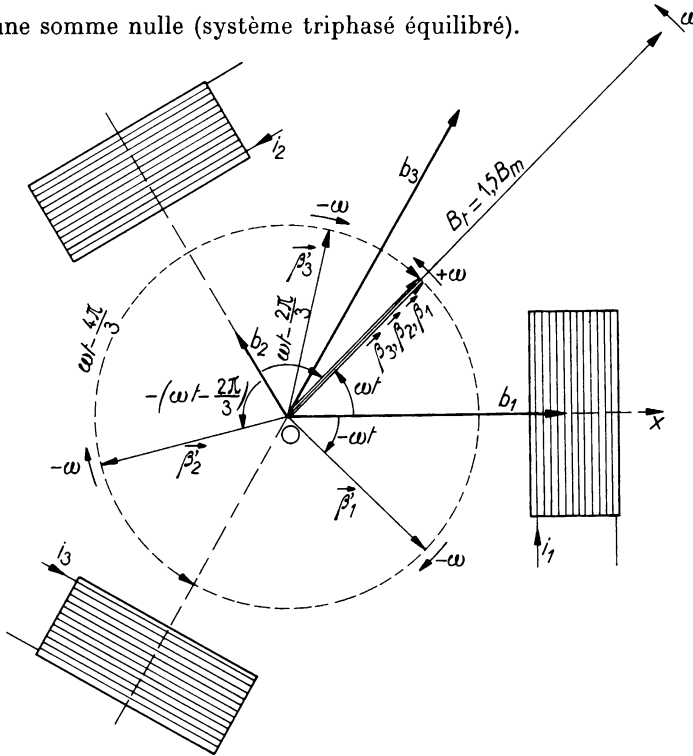


FIG. B-3 : $\vec{b}_1$ (alternatif) = $\vec{\beta}_1 + \vec{\beta}'_1$ (tournants) ; $\vec{b}_2 = \vec{\beta}_2 + \vec{\beta}'_2$; $\vec{b}_3 = \vec{\beta}_3 + \vec{\beta}'_3$.
 B_t : champ tournant résultant.

On a donc :

$$\vec{B}_t = \vec{b}_1 + \vec{b}_2 + \vec{b}_3 = \vec{\beta}_1 + \vec{\beta}_2 + \vec{\beta}_3 = 3 \vec{\beta}_1 ;$$

module :

$$B_t = 3 \beta_1 = \frac{3}{2} B_m ; \text{ vitesse angulaire : celle de } \beta_1, \text{ donc } + \omega.$$

Le champ tournant $\vec{B}_t$ tourne dans le sens de la succession des phases : bobine 1 (i_1), bobine 2 (i_2), bobine 3 (i_3).

C. — Champ tournant dans un entrefer

Les applications industrielles exigent des champs très intenses, qu'il est impossible d'obtenir avec les dispositifs précédents : on les réalise dans des *entrefers* de circuits magnétiques.

I. — STATOR, ROTOR, ENTREFER D'UNE MACHINE TOURNANTE

Le circuit magnétique de beaucoup de machines comporte deux parties coaxiales (fig. C-1) :

- **Le stator**, partie fixe en forme de cylindre creux ; sa surface interne est creusée d'encoches, parallèles à l'axe, dans lesquelles sont disposés les conducteurs constituant les *enroulements* (1). C'est l'induit dans les alternateurs, l'inducteur dans les moteurs. Le stator est feuilleté, perpendiculairement à l'axe, pour diminuer les pertes dans le fer.

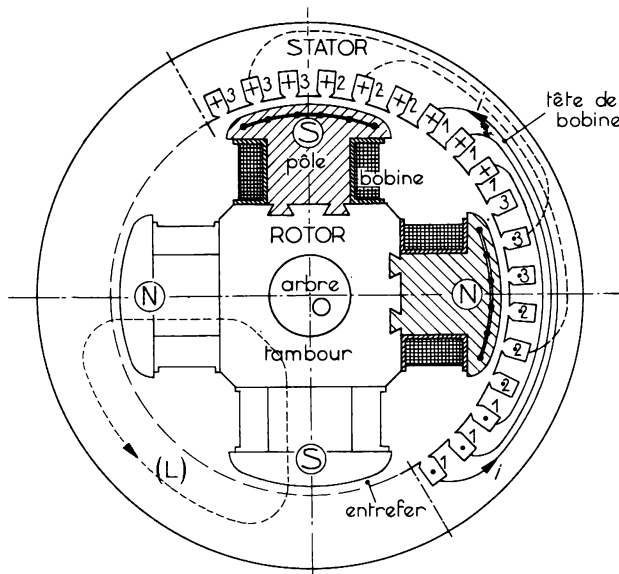


FIG. C-1. — Exemple de machine à courant alternatif : alternateur et moteur synchrone triphasé tétrapolaire ($p = 2$).

Tête de bobine : partie extérieure au fer, comprise entre deux encoches.

Le stator du moteur asynchrone est identique.

- **Le rotor**, partie tournante, est muni de bobines disposées sur des pôles rapportés (pôles saillants), ou réparties dans des encoches (pôles lisses).

(1) Enroulement : ensemble de conducteurs formant un même circuit électrique.

L'intervalle entre le stator et le rotor est l'*entrefer* ; le champ dans l'entrefer est un *champ radial*, puisque dans tout entrefer le champ est perpendiculaire au fer.

2. — CHAMP PRODUIT PAR UN ROTOR

a) Rotor calé (immobile) : champ constant à répartition sinusoïdale.

— *Rotor bipolaire*. Il comporte deux pôles de noms contraires ; les épanouissements polaires des pôles saillants, les bobines magnétisantes des pôles lisses sont construits de telle façon que l'induction au point A, d'abscisse angulaire θ par rapport au centre M_0 du pôle nord, soit :

$$b_A = B_m \cos \theta.$$

— *Rotor multipolaire* : angle géométrique θ ; angle électrique $p \theta$.

Il comporte p paires de pôles, alternativement nord et sud (fig. C-2) ; il produit donc p champs de rotor bipolaire, chacun occupant la période angulaire $\frac{2\pi}{p}$.

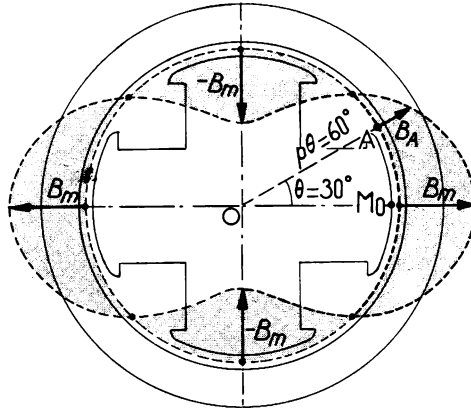


FIG. C-2. — **Rotor calé** : champ constant à répartition sinusoïdale $B_A = B_m \cos p \theta$.

Rotor tournant à la vitesse $\Omega = \frac{\omega}{p}$: champ tournant $b_A = B_m \cos (\omega t - p \theta)$.

La figure correspond à $p = 2$; pour $\theta = 30^\circ$: $B_A = B_m \cos p \theta = B_m \cos 60^\circ = \frac{B_m}{2}$.

L'induction au point A d'abscisse angulaire $\theta = \widehat{M_0OA}$ est :

$$B_A = B_m \cos p \theta, \quad (C 1)$$

puisque θ variant de $\frac{2\pi}{p}$, l'angle $p \theta$ varie de 2π .

$p \theta$, qui remplace dans les calculs l'angle géométrique θ , est appelé *angle électrique*.

b) Le rotor tourne à la vitesse angulaire $\Omega = 2\pi n$: champ tournant.

Le champ produit par un rotor lui est rigidement lié et tourne à la même vitesse. En un point A de l'entrefer, l'induction b_A prend toutes les valeurs $B_A = B_m \cos p \theta$ en 1^{re}me de tour qui correspond donc à une période T ; Ω est exprimé en radians par seconde ; n est la vitesse de rotation en tours par seconde (tr/s).

Durée d'un tour : $\frac{2\pi}{\Omega} = \frac{1}{n}$; période du champ *alternatif* b_A : $T = \frac{2\pi}{p\Omega} = \frac{1}{pn}$.

La pulsation est $\omega = \frac{2\pi}{T}$, donc $\boxed{\omega = p\Omega}$. (C 2)

La fréquence est $f = \frac{1}{T}$, soit $\boxed{f = pn}$ (Hz, tr/s)

Inversement, lorsque la pulsation ω est donnée, la vitesse de rotation $\Omega = \frac{\omega}{p}$ est inversement proportionnelle au nombre p de paires de pôles.

3. — CHAMP DANS UN ENTREFER PRODUIT PAR UN STATOR POLYPHASE

Pour produire un champ tournant en un point (§ A), on peut remplacer l'aimant ou l'électro-aimant tournant par un système de m bobines décalées de $\frac{2\pi}{m}$ et parcourues par des courants m -phasés.

Il en est de même pour produire un champ tournant dans un entrefer, et c'est le cas dans les moteurs à courant alternatif. ω étant la *pulsation des courants dans le stator*, le champ tourne à la vitesse $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$ (1).

D. — Étude algébrique du champ tournant

Nous nous bornerons au champ d'un rotor ; celui d'un stator est donné par la même expression (*voir Note*, en fin du chapitre).

1. — ROTOR BIPOLAIRE (fig. D-1)

Prenons comme origine du temps l'instant où l'induction est maximale en M ; l'induction en A est $(b_A)_0 = B_m \cos \theta$. A l'instant t , le rotor et son champ ont tourné de l'angle Ωt , donc $(OM_0, OA) = \Omega t - \theta$ et $b_A = B_m \cos (\Omega t - \theta)$.

REMARQUES.

On peut remplacer Ω par ω qui lui est égal pour $p = 1$.

Le champ $B_m \cos (\Omega t + \theta)$ tourne en sens inverse du précédent.

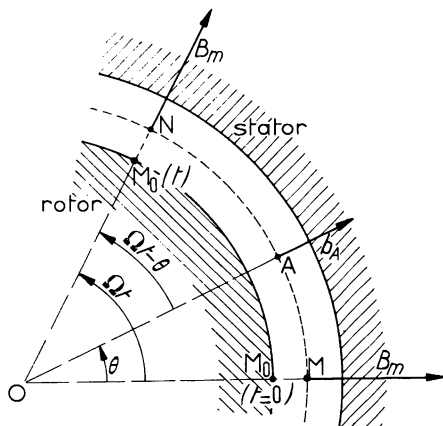


FIG. D-1. — L'induction maximale B_m accompagne le point M_0 du rotor. Dans l'entrefer, elle est maximale : en M à l'instant 0, en N à l'instant t .

(1) Ω_s : vitesse de synchronisme, notée Ω , pour simplifier, au § D.

2. — ROTOR MULTIPOLAIRE

Pour généraliser l'expression précédente, il suffit d'y remplacer l'angle *géométrique* $\Omega t - \theta$ par l'angle *électrique* correspondant

$$p (\Omega t - \theta) = p \Omega t - p \theta = \omega t - p \theta$$

$$\boxed{b_A = B_m \cos (\omega t - p \theta).} \quad (D 1)$$

L'expression du champ tournant est caractérisée par un seul cosinus, fonction des deux variables espace et temps :

- A un instant donné t (ωt constant) : le champ est réparti sinusoidalement dans l'entrefer, en fonction de θ .
- En un point donné ($p \theta$ constant), le champ est alternatif (variation sinusoidale dans le temps).
- Un point mobile A, pour lequel $b_A = B_m$ à tout instant, est tel que

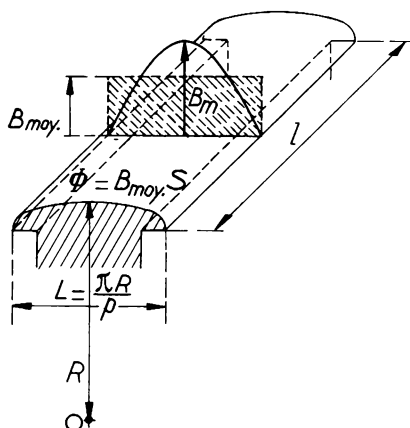
$$\cos (\omega t - p \theta) = 1 \quad ; \quad \omega t - p \theta = 0 \quad ; \quad \theta = \frac{\omega}{p} t = \Omega t.$$

La vitesse angulaire du champ tournant (vitesse de déplacement d'un maximum) est donc $\Omega = \frac{\omega}{p}$.

3. — EXPRESSION DU FLUX D'UN POLE (CHAMP A RÉPARTITION SINUSOÏDALE $b = B_m \cos p\theta$)

Le flux d'un pôle occupe un pas polaire $\frac{\pi}{p}$ rd, c'est-à-dire la longueur $L = \frac{\pi}{p} R$ de l'entrefer (R : rayon de l'entrefer et pratiquement du pôle) ; soit l la profondeur du pôle suivant l'axe ; l'aire du pôle est :

$$S = Ll = \frac{\pi R l}{p}.$$



La valeur moyenne d'une arche de sinusoidale d'amplitude B_m est $B_{moy} = \frac{2}{\pi} B_m$, d'où le flux Φ d'un pôle :

$$\Phi = B_{moy} S = \frac{2}{\pi} B_m \times \frac{\pi R l}{p} \quad ;$$

$$\boxed{\Phi = \frac{2 B_m R l}{p}.} \quad (D 2)$$

FIG. D-2. — Calcul du flux Φ d'un pôle à répartition sinusoidale de l'induction.

4. — EXPRESSION DE LA f. é. m. INDUITE DANS UN CONDUCTEUR DU STATOR

Pour simplifier, plaçons ce conducteur au point A tel que $\theta = 0$, donc, d'après D 1, $b_A = B_m \cos \omega t$; ce conducteur est un peu plus long que le pôle : sa longueur active est l et la f. é. m. e_1 à l'instant t est (fasc. II, L. VII : $e = Blv$) :

$$e_1 = b_A l v,$$

où v est la vitesse linéaire du mouvement relatif du conducteur et du champ b_A ($\perp v$, $\sin \alpha = 1$) ; l et v étant constantes, la f. é. m. induite est sinusoidale.

Or
$$v = \Omega R = \frac{\omega}{p} R = \frac{2 \pi f R}{p}$$

$$e_1 = \pi f \frac{2 B_m R l}{p} \cos \omega t = \pi f \Phi \cos \omega t.$$

Sa valeur efficace est :

$$E_1 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} f \Phi = 2,22 f \Phi. \quad (D 3)$$

Cette expression donne immédiatement la f. é. m. théorique de l'alternateur (L. VII).

E. — Exercice résolu

Dans un champ tournant de vitesse angulaire ω , de module B , on lance un aimant de moment magnétique $\vec{M}$, tournant à la vitesse ω' . A l'instant $t = 0$, $\vec{M} = \vec{M}_0$ est en retard de l'angle α sur $\vec{B} = \vec{B}_0$ ($|\alpha| < \pi$).

1° Quel couple s'exerce sur l'aimant à l'instant quelconque t ?

2° Quelle est la valeur moyenne de ce couple lorsque : a) $\omega' \neq \omega$; b) $\omega' = \omega$.

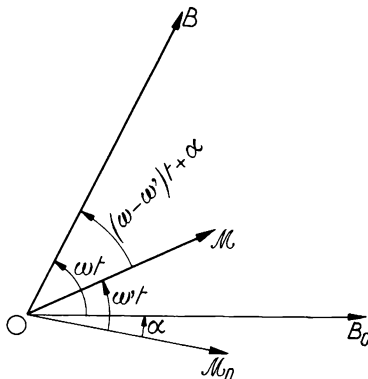


FIG. E-1.

Solution.

1° Le moment M du couple exercé par le champ B sur l'aimant lorsqu'ils font l'angle θ est (fasc. II, L. 1, § D) :

$$M = \mathcal{M} B \sin \theta. \quad \left(\text{mN}, \frac{\text{mN}}{\text{T}}, \text{T} \right).$$

Calculons θ à l'instant t :

$$\theta = (\vec{\mathcal{M}}, \vec{B}) = (\vec{B}_0, \vec{B}) - (\vec{B}_0, \vec{\mathcal{M}}) = \omega t - (\omega' t - \alpha) = (\omega - \omega') t + \alpha.$$

D'où

$$M = \mathcal{M} B \sin [(\omega - \omega') t + \alpha].$$

2° a) $\omega' \neq \omega$. M est une fonction sinusoïdale du temps, de pulsation $\omega - \omega'$, de période $T_M = \frac{2\pi}{\omega - \omega'}$; sa valeur moyenne pendant une période est *nulle*; il en est de même pendant une durée $\gg T$.

Lorsque ω' est de même signe que ω , M est positif ou négatif suivant que $\vec{B}$ précède $\vec{\mathcal{M}}$, ou le suit avec un intervalle angulaire $|\theta| < \pi$.

b) $\omega' = \omega$.

$$M = \mathcal{M} B \sin \alpha.$$

Le couple est indépendant du temps et constant. Pour que le champ entraîne l'aimant, il faut $M > 0$, donc $\alpha > 0$ (aimant en retard sur le champ) : c'est le cas dans le moteur synchrone.

M_r étant le couple résistant, on a $M = M_r$, donc $\sin \alpha = \frac{M_r}{\mathcal{M} B}$; $M_{r \max} = \mathcal{M} B$.

Si M_r devient supérieur à $\mathcal{M} B$, le moteur décroche.

Remarque : Dans l'alternateur, l'aimant est entraîné par un moteur extérieur et induit des courants qui tendent à le retenir (loi de Lenz) : $M < 0$, donc $\alpha < 0$; l'électro-aimant précède le champ B des courants induits.

PROBLÈMES DE LA LEÇON VI

1. On désigne par $\vec{\beta}$ et $\vec{\beta}'$ les vecteurs représentatifs des champs tournants équivalents au champ alternatif $\vec{b}$ produit en un point O de son axe Ox, par une bobine traversée par un courant alternatif i ; $\vec{\beta}$ tourne dans le sens positif, $\vec{\beta}'$ dans le sens négatif. Tracer les vecteurs $\vec{\beta}$ et $\vec{\beta}'$ à l'instant $t = \frac{T}{8}$, dans les trois cas suivants :

1° $i = I_m \cos \omega t$ (donc $b = B_m \cos \omega t$).

2° $i = I_m \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right)$.

3° $i = I_m \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$.

Réponses : Dans tous les cas $\beta = \beta' = \frac{B_m}{2}$. Angles de $\vec{\beta}$ avec Ox :

$$1^\circ \omega t = \frac{\pi}{4} \text{ rad} ; \quad 2^\circ \omega t - \frac{\pi}{2} = -\frac{\pi}{4} (-45^\circ) ;$$

$$3^\circ \omega t - \frac{2\pi}{3} = -\frac{5\pi}{12} (-75^\circ) ; \text{ angles de } \vec{\beta}' \text{ avec } Ox : \\ -45^\circ ; +45^\circ ; +75^\circ .$$

2. Un champ tournant en un point est la résultante des deux champs alternatifs $b_1 = B_m \cos \omega t$, $b_2 = B_m \sin \omega t$ (fig. A-3). Calculer, à un instant quelconque t :

1° Le module B_t du champ tournant, en fonction de b_1 , b_2 puis de B_m .

2° Son angle α avec la direction du champ b_1 .

Réponses : 1° $\sqrt{b_1^2 + b_2^2} = B_m$; 2° $\text{tg } \alpha = \text{tg } \omega t$; $\alpha = \omega t$.

3. Chaque bobine de la figure A-4 donne, au point O, un champ alternatif d'amplitude B_m et dirigé suivant son axe.

1° Calculer les projections B_x et B_y du champ tournant B_t , sur les axes de coordonnées Ox et Oy , à un instant quelconque t .

2° En déduire la grandeur du champ tournant et son angle α avec Ox .

3° Quelle est sa vitesse de rotation en radian par seconde, en tours par seconde, en tours par minute pour une alimentation à 50 Hz ?

Réponses : 1° $B_x = \frac{3}{2} B_m \cos \omega t$; $B_y = \frac{3}{2} B_m \sin \omega t$;

$$2^\circ \frac{3}{2} B_m ; \alpha = \omega t ;$$

$$3^\circ 314 \text{ rad/s} ; 50 \text{ tr/s} ; 3\,000 \text{ tr/mn} .$$

NOTE. — CHAMP TOURNANT PRODUIT PAR UN ENROULEMENT TRIPHASÉ

1. Champ alternatif à répartition sinusoïdale.

Un stator monophasé à deux pôles, alimenté par le courant continu I , produit en un point A d'abscisse angulaire θ (§ C) le champ constant à répartition sinusoïdale $B_A = B_m \cos \theta$.

Lorsqu'on remplace le courant continu I par le courant alternatif $i = I_m \cos \omega t$, le champ au point A devient :

$$b_A = B_A \cos \omega t = B_m \cos \theta \cos \omega t .$$

Il varie sinusoïdalement entre les valeurs $B_m \cos \theta$ et $-B_m \cos \theta$: c'est un champ alternatif (facteur $\cos \omega t$) à répartition sinusoïdale dans l'entrefer (amplitude $B_m \cos \theta$).

Pour un stator monophasé à p paires de pôles, on sait (§ C) que $B_A = B_m \cos p \theta$, donc

$$b_A = B_m \cos p \theta \cos \omega t .$$

(N-1)

Ce champ, caractérisé par le produit de deux cosinus, l'un fonction de l'espace, l'autre du temps, *ondule sur place* (fig. N-1) : sa phase ωt est la même dans tout l'entrefer, mais son amplitude varie d'un point à l'autre.

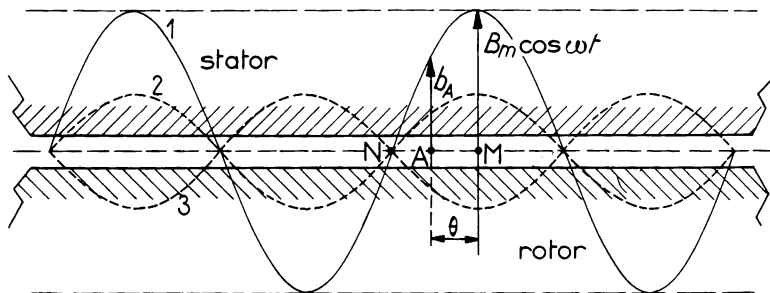


FIG. N-1. — **Champ alternatif à répartition sinusoïdale.** Pour simplifier, l'entrefer est appliqué sur un plan.

Au point M, l'induction varie entre B_m et $-B_m$; au point A entre $B_m \cos \theta$ et $-B_m \cos \theta$; au point N, elle est nulle à tout instant.

Les sinusoïdes 1, 2, 3 représentent le champ dans l'entrefer à trois instants d'une période.

2. Champ tournant produit par un stator triphasé multipolaire.

Le stator comporte (fig. C-1) trois phases décalées de $\frac{2\pi}{3p}$ (angle électrique), parcourues par des courants triphasés, déphasés de $\frac{2\pi}{3}$.

L'axe d'une bobine de la phase 1 étant pris comme origine pour θ et t , les inductions que produisent les trois phases, en un point A de l'entrefer, sont, d'après l'expression N-1 :

$$\begin{aligned} b_1 &= B_m \cos \omega t \cos p \theta = \frac{B_m}{2} \cos (\omega t + p \theta) + \frac{B_m}{2} \cos (\omega t - p \theta) \quad (1) ; \\ b_2 &= B_m \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left(p \theta - \frac{2\pi}{3} \right) = \frac{B_m}{2} \cos \left(\omega t + p \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ &\quad + \frac{B_m}{2} \cos (\omega t - p \theta) ; \\ b_3 &= B_m \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \cos \left(p \theta - \frac{4\pi}{3} \right) = \frac{B_m}{2} \cos \left(\omega t + p \theta - \frac{8\pi}{3} \right) \\ &\quad + \frac{B_m}{2} \cos (\omega t - p \theta). \end{aligned}$$

Ces trois champs *alternatifs* ont la même direction (radiale) : leur résultante b_A est donc leur somme *algébrique* :

$$b_A = b_1 + b_2 + b_3.$$

Les trois termes renfermant $\omega t + p \theta$ forment un système triphasé équilibré et symétrique, donc leur somme est nulle. Il reste :

$$b_A = \frac{3}{2} B_m \cos (\omega t - p \theta), \quad (N-2)$$

c'est-à-dire, d'après le § D, un champ tournant :

— d'amplitude $\frac{3}{2}$ fois celle d'un champ alternatif composant ;

(1) $\cos a \cos b = \frac{1}{2} \cos (a + b) + \frac{1}{2} \cos (a - b).$

— de vitesse angulaire $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$ radians par seconde (ou $n_s = \frac{f}{p}$ tours par seconde, puisque $\Omega_s = 2\pi n_s$ et $\omega = 2\pi f$).

Contrairement aux champs alternatifs composants, le champ tournant a *même amplitude* dans tout l'entrefer et sa phase dans le temps varie d'un point à l'autre.

En résumé, le champ tournant produit par un stator est identique à celui d'un rotor de même nombre de pôles : c'est une suite de p périodes (dans l'espace) d'une répartition sinusoïdale de l'induction, qui occupent tout l'entrefer et s'y déplacent à la vitesse angulaire $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$.

Dans les deux cas, ω est la pulsation des courants dans le stator : courants induits (alternateur) ou courants d'alimentation (moteur synchrone, moteur asynchrone).

Les deux champs peuvent donc s'accrocher l'un à l'autre et transférer de l'énergie du rotor au stator ou inversement, avec changement de la forme (énergie mécanique, énergie électrique).

3. Remplacement des angles θ et $\frac{2\pi}{p}$ par les longueurs correspondantes d'entrefer x et λ .

$x = R\theta$ est donc l'abscisse du point A et $\lambda = R \frac{2\pi}{p} = \frac{2\pi R}{p}$ la longueur du double pas polaire (fig. N-2). On a :

$$\frac{\theta}{\left(\frac{2\pi}{p}\right)} = \frac{x}{\lambda}; \quad p\theta = \frac{2\pi}{\lambda}x.$$

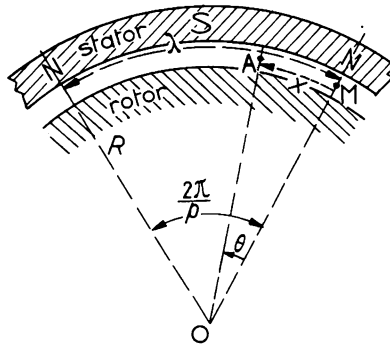


FIG. N-2.

L'expression N-2 du champ tournant s'écrit :

$$b_A = \frac{3}{2} B_m \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} x \right). \quad (\text{N-3})$$

A la vitesse de rotation du champ $\Omega_s = \frac{\omega}{p} = \frac{2\pi}{Tp} = \frac{2\pi f}{p}$, correspond sa vitesse *linéaire*

$v_s = R \Omega_s = \frac{2\pi R}{p} f$, c'est-à-dire :

$$v_s = f \lambda \quad \left(\frac{\text{m}}{\text{s}}, \text{Hz}, \text{m} \right). \quad (\text{N-4})$$

D'où
$$\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} x = \omega \left(t - \frac{x}{f\lambda} \right) = \omega \left(t - \frac{x}{v_s} \right)$$

et :
$$b_A = \frac{3}{2} B_m \cos \omega \left(t - \frac{x}{v_s} \right). \quad (\text{N-5})$$

On retrouve donc les mêmes relations que pour la propagation de tous les mouvements vibratoires (cordes vibrantes, son, lumière...) et λ (double pas polaire), distance parcourue en une période, est analogue à la *longueur d'onde* ⁽¹⁾.

Les expressions N-3, N-4, N-5 s'appliquent au champ *tournant* dans un entrefer circulaire et au champ *glissant* dans un entrefer linéaire (moteur linéaire, L. IX).

PROBLÈMES DE LA NOTE

1. Champ tournant dans un entrefer produit par un stator diphasé multipolaire. On fait coïncider l'origine des abscisses angulaires θ des points A de l'entrefer et celle des phases ωt au milieu d'une bobine de la phase 1. Quelles sont les expressions :

1° Des champs alternatifs b_1 , b_2 en un point A de l'entrefer ?

2° Du champ tournant b_A ?

Réponses : 1° $b_1 = B_m \cos p \theta \cos \omega t$; $b_2 = B_m \cos \left(p \theta - \frac{\pi}{2} \right) \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right)$
 $= B_m \sin p \theta \sin \omega t$;
 2° $b_A = B_m \cos (\omega t - p \theta)$.

2. On considère, dans un entrefer, le champ alternatif $b_A = B_m \cos \omega t \cos p \theta$ (notations de la *Note*) : montrer qu'il est équivalent à deux champs tournants, de vitesses opposées.

Réponses : $\frac{B_m}{2} \cos (\omega t - p \theta)$ et $\frac{B_m}{2} \cos (\omega t + p \theta)$.



(1) Le phénomène d'onde stationnaire obtenu par superposition d'une onde incidente et de l'onde réfléchie apparaît donc comme la réciproque du théorème de Leblanc.

VII. — ALTERNATEUR. MOTEUR SYNCHRONES

Une machine synchrone est une machine à courant alternatif dont la fréquence des f. é. m. induites est dans un rapport constant avec la vitesse angulaire (Norme C 01 010). Elle est réversible : elle fonctionne en alternateur (synchrone) ou en moteur synchrone ⁽¹⁾.

Les alternateurs les plus puissants sont ceux des centrales électriques, jusqu'à 1 000 MVA ; parmi les moins puissants, les alternateurs, associés à des redresseurs, destinés à la charge de la batterie des véhicules automobiles.

A. — Alternateur monophasé

Nous en connaissons le principe (leçon précédente et fasc. III, L. IV, § E). Les symboles graphiques sont ceux de la figure A-1.

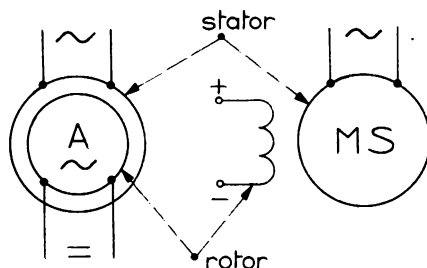


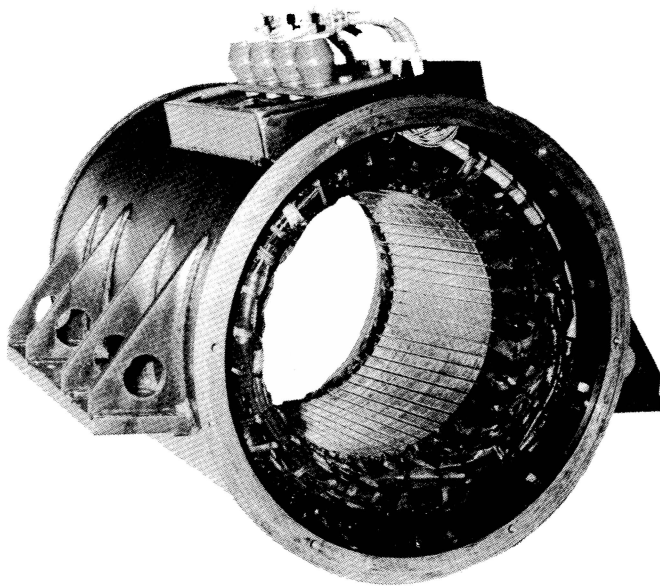
FIG. A-1. — Deux symboles possibles et les lettres A ou GS (générateur synchrone) pour l'alternateur, MS pour le moteur synchrone.

I. — ORGANISATION D'UN ALTERNATEUR INDUSTRIEL

Le rotor est l'inducteur, le stator est l'induit ; en effet, un induit tournant exigerait des contacts glissants sur des bagues, ce qui ne permettrait pas d'atteindre des f. é. m. aussi élevées.

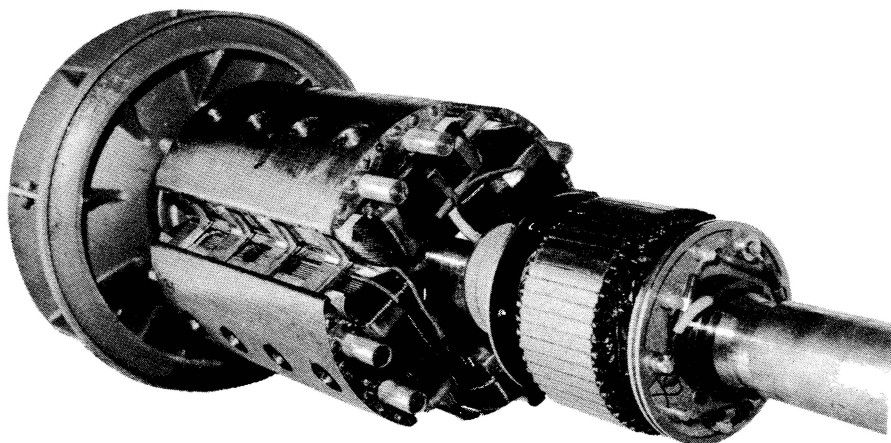
Dans les alternateurs monophasés, l'inducteur est à pôles saillants (revoir la fig. C-1, L. VI) et conçu de façon à produire un champ à répartition sinusoïdale. Les bobines sont alimentées à l'aide de deux contacts glissants par une *excitatrice*, génératrice à courant continu qui peut être entraînée par le même arbre que le rotor, ou par un redresseur à semiconducteurs alimenté en alternatif.

(1) De même une machine asynchrone est réversible et peut fonctionner soit en alternateur asynchrone, soit en moteur asynchrone.



Stator d'alternateur.

Alternateur de 450 kVA destiné à être couplé à un moteur thermique de 500 ch environ.



Rotor du même alternateur (pôles saillants) et induit de l'excitatrice.

(Documents Leroy-Somer.)

Lorsqu'on exprime n en tours par minute :

$$n = \frac{50}{p} \times 60 \quad ; \quad n = \frac{3\,000}{p}.$$

Pour $p = 1, 2, 3, 4, 5 \dots$:

$$n \text{ (tr/mn)} = 3\,000 \quad ; \quad 1\,500 \quad ; \quad 1\,000 \quad ; \quad 750 \quad ; \quad 600 \dots$$

La plus grande vitesse, 3 000 tr/mn, est celle des turbo-alternateurs (triphasés), entraînés par les turbines à vapeur des centrales thermiques ou nucléaires ; la plus petite, 300 tr/mn, celle de certains alternateurs entraînés par des moteurs Diesel.

b) Expression de la force électromotrice théorique.

Nous avons démontré (L. VI, p. 81) que la f. é. m. e_1 induite dans un conducteur du stator est sinusoïdale et de valeur efficace $E_1 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} f \Phi = 2,22 f \Phi$;

f désigne sa fréquence et Φ le flux d'un pôle de l'inducteur.

Soit N le nombre de conducteurs, en série, de l'induit ; en admettant que les conducteurs soumis à l'induction d'un même pôle soient assez voisins pour que leurs f. é. m. soient *en phase*, la f. é. m. de l'alternateur est $E = NE_1$:

$$E = \frac{\pi}{\sqrt{2}} f N \Phi = 2,22 f N \Phi \quad (\text{V, Hz, Wb}).$$

REMARQUE. — La démonstration élémentaire classique *admet* que, dans une spire formée de deux conducteurs distants d'un pas polaire, le flux instantané φ varie sinusoïdalement en fonction du temps ; par exemple :

$$\varphi = \Phi \cos \omega t. \quad (\Phi : \text{flux d'un pôle})$$

D'où la f. é. m. e_s par spire :

$$e_s = - \frac{d\varphi}{dt} = \omega \Phi \sin \omega t = 2 \pi f \Phi \sin \omega t.$$

Pour les $\frac{N}{2}$ spires, en série, de l'induit :

$$e = \frac{N}{2} e_s = \pi f N \Phi \sin \omega t,$$

de valeur efficace :

$$E = \frac{\pi}{\sqrt{2}} f N \Phi.$$

c) Expression pratique de la f. é. m.

Les f. é. m. de conducteurs situés dans des encoches voisines ont la même valeur efficace E_1 , mais sont légèrement déphasées : l'addition arithmétique du calcul théorique doit être remplacée par une addition vectorielle

(fig. A-3) : la f. é. m. résultante est inférieure à NE_1 . D'où l'introduction d'un *facteur de bobinage* $K_1 < 1$, calculable connaissant la distribution des conducteurs le long de l'entrefer.

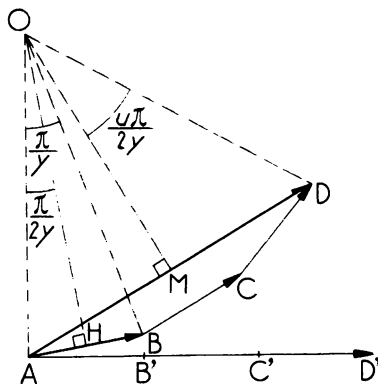


FIG. A-3. — **Addition vectorielle des f. é. m.**

Par pôle : y encoches dont u utilisées.

$AB = BC = CD$: valeur des f. é. m. par conducteur dans ces u encoches.

Résultantes : arithmétique : $AD' = u AB$; géométrique : $AD < AD'$.

Coefficient de bobinage : $K_1 = \frac{AD}{AD'} < 1$.

Malgré les précautions prises par les constructeurs, la répartition du flux d'un pôle inducteur n'est pas rigoureusement sinusoïdale ; d'où l'introduction d'un *facteur de correction* K_2 , dit *facteur de forme* ⁽¹⁾ et très voisin de 1.

On a donc :

$$E = (2,22 K_1 K_2) f N \Phi \quad \text{ou} \quad \boxed{E = K f N \Phi.}$$

$K = 2,22 K_1 K_2$ dit coefficient de Kapp ⁽¹⁾, est de l'ordre de 2.

EXEMPLE NUMÉRIQUE. — $E = 226 \text{ V}$; $N = 84$; $f = 50 \text{ Hz}$; $K = 2$: quel est le flux Φ par pôle ?

$$\Phi = \frac{E}{K f N} = \frac{226}{2 \times 50 \times 84} \approx 0,027 \text{ Wb.}$$

3. — PUISSANCE APPARENTE NOMINALE

Comme celui d'un transformateur, le facteur de puissance d'un alternateur dépend essentiellement de l'impédance de charge. C'est pourquoi le constructeur indique la puissance apparente $S = UI$ en régime nominal : $I = \frac{S}{U}$ est l'intensité maximale ; la puissance utile maximale $P = S \cos \varphi$ diminue donc avec $\cos \varphi$.

(1) N'est pas défini dans la Norme NF C01-010 : *Machines et transformateurs*.

B. — Caractéristiques ; diagrammes ; rendement

Pour simplifier, nous considérons l'alternateur monophasé ; les résultats se transposent facilement au cas de l'alternateur triphasé (§ C).

1. — CARACTÉRISTIQUE A VIDE $E = f(i)$

C'est la courbe représentant, pour une vitesse de rotation déterminée, la tension aux bornes à vide en fonction du courant d'excitation (*Norme* C 01-010).

L'expression $E = KfN\Phi$ montre que, dans ces conditions, f est constante et E proportionnelle au flux Φ ; comme pour une génératrice de courant continu ($E = nN\Phi$), on trouve donc la courbe de magnétisme de la machine (fig. B-1).

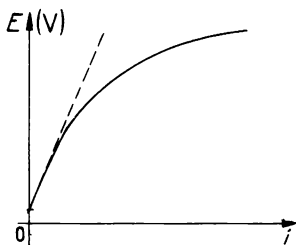


FIG. B-1. — **Caractéristique à vide.**
Pour les alternateurs de centrales et les moteurs synchrones, elle est tracée à la vitesse de synchronisme.

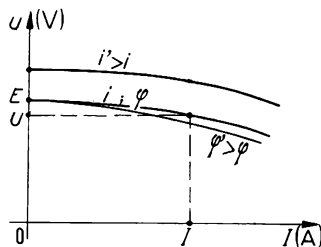


FIG. B-2. — **Caractéristiques externes.**
Influence du courant d'excitation i et du déphasage φ de I sur U .

2. — CARACTÉRISTIQUE EXTERNE $U = f(I)$

C'est la courbe représentant la tension en charge en fonction du courant fourni par la machine dans des conditions de fonctionnement spécifiées (*Norme*) ⁽¹⁾.

Ces conditions sont ici : vitesse constante ; courant d'excitation i constant ; déphasage constant φ de I sur U : pour la tracer, il faut donc disposer de résistances et d'inductances de charge et maintenir constant $\cos \varphi$.

La caractéristique $U = f(I)$ (fig. B-2) a la même allure que celle d'une génératrice à excitation indépendante (fasc. II, L. XI) et s'explique de façon analogue : la chute de tension $E - U$ a pour causes l'impédance interne et la réaction d'induit.

3. — CARACTÉRISTIQUE EN COURT-CIRCUIT $I_{cc} = f(i)$

C'est la courbe représentant le courant dans l'induit mis en court-circuit en fonction du courant d'excitation (*Norme*).

(1) C'est un cas particulier de *caractéristique en charge* (*Norme* : courbe représentant une relation entre deux des grandeurs caractérisant le fonctionnement de la machine en charge dans des conditions spécifiées).

Elle se trace à la vitesse normale ; elle est pratiquement rectiligne (fig. B-3), ce qui montre que l'impédance interne

$$Z_i = \sqrt{r^2 + l^2 \omega^2} = \frac{E}{I_{cc}} \quad (\text{B } 1)$$

n'est constante qu'aux petites valeurs de i et de E ; r et l : résistance et inductance de l'induit ; E : force électromotrice correspondant, sur la caractéristique à vide, au courant d'excitation i utilisé.

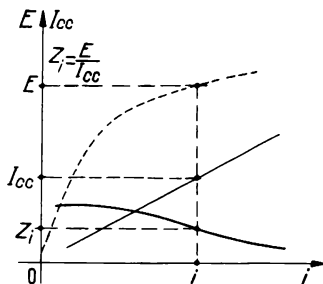


FIG. B-3. — A vitesse constante, E , I_{cc} et Z_i sont fonction du courant d'excitation.

4. — DIAGRAMME VECTORIEL DES TENSIONS, EN CHARGE

On a, en valeurs instantanées $e = ri + l \frac{di}{dt} + u$, donc :

$$\vec{E} = r\vec{I} + l\omega\vec{I} + \vec{U}. \quad (\text{B } 2)$$

Le diagramme vectoriel (fig. B-4) est identique à ceux, déjà tracés, de la ligne et du transformateur.

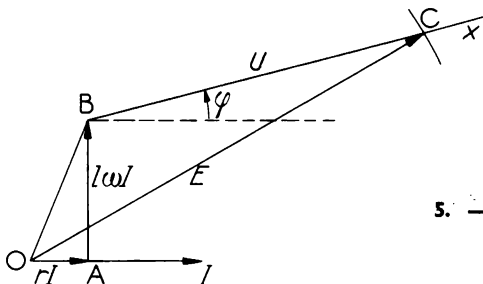


FIG. B-4. — Diagramme vectoriel de l'alternateur.

Dans l'approximation ω constante, c'est le diagramme de Behn-Eschenburg.

5. — MÉTHODE DE BEHN-ESCHENBURG : PRÉDÉTERMINATION DE LA CHUTE DE TENSION

On suppose la réactance $l\omega$ constante et on utilise le diagramme de la figure B-4 :

- on mesure r en continu ;
- on détermine Z_i par l'essai en court-circuit ; on constate qu'en général r est négligeable devant $l\omega$.

EXEMPLE. — On connaît I , φ , i ; déterminer U et la chute $E - U$. On trace le triangle rectangle OAB de la figure B-4, connaissant $OA = rI$ et $OB = l\omega I$, puis la direction Bx de $\vec{U}$ qui fait l'angle φ avec celle de $\vec{I}$. La caractéristique à vide donne E : le cercle de centre O et de rayon E coupe Bx au point C, extrémité de $\vec{U}$; $E - U = OC - BC$.

La méthode de Behn-Eschenburg néglige les effets de la saturation ; elle conduit à une valeur excessive de la chute de tension. Les ingénieurs utilisent des méthodes plus précises.

6. — RENDEMENT

Pour les mêmes raisons que pour le transformateur, on le mesure par la méthode des pertes séparées.

On se donne U , I , $\cos \varphi$ donc $P_u = UI \cos \varphi$ et on détermine :

- les pertes rI^2 (r mesurée en continu, à chaud) ;
- les pertes constantes P_c — dans le fer et mécaniques — par un essai à vide ;
- les pertes dans l'inducteur $U_c i$ (U_c : tension continue d'excitation).

D'où

$$\eta = \frac{P_u}{P_u + p} = \frac{UI \cos \varphi}{UI \cos \varphi + rI^2 + P_c + U_c i}.$$

C. — Alternateur triphasé

I. — CONSTITUTION

a) Principe de l'alternateur triphasé.

Lorsqu'on fait tourner un aimant devant trois bobines décalées successivement de $\frac{2\pi}{3}$ dans l'espace, on y obtient trois f. é. m. de même fréquence, de même amplitude, déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ (L. VI).

On obtient le même résultat en ajoutant à l'induit d'un alternateur monophasé à p paires de pôles deux autres enroulements de façon à obtenir trois enroulements identiques décalés successivement de $\frac{2\pi}{p}$; cette addition est possible, car, dans un stator à y encoches par pôle, le coefficient de bobinage s'abaisse sensiblement si l'on utilise plus de $\frac{y}{3}$ encoches pour un enroulement monophasé.

On voit que les expressions : $f = pn$, $E = 2,22 fN \Phi$, $E = KfN \Phi$ de l'alternateur monophasé s'appliquent à chaque phase.

Pour des raisons de sécurité (neutre à la terre) ou pour éliminer les harmoniques de denture, les enroulements d'un alternateur triphasé sont presque toujours couplés en étoile : la f. é. m. composée est donc $E_c = E \sqrt{3}$.

Le constructeur donne la puissance apparente $S = \sqrt{3} E_c I (= 3 EI)$.

b) Avantages de l'alternateur triphasé sur l'alternateur monophasé.

- Avec le même rotor et le même fer pour le stator, on obtient une puissance trois fois plus grande, d'où une économie considérable sur le coût d'une installation.
- Seules, les pertes par effet Joule augmentent : le rendement est donc plus élevé.
- Obtention de courants triphasés, plus avantageux pour le transport de l'énergie et pour beaucoup d'applications.
- Moins de vibrations, car le couple résistant est constant, alors qu'il est ondulé dans l'alternateur monophasé.

c) Enroulements d'induit.

La structure indiquée L. VI pour l'obtention du champ tournant (moteurs) est aussi celle de l'alternateur (fig. C-1).

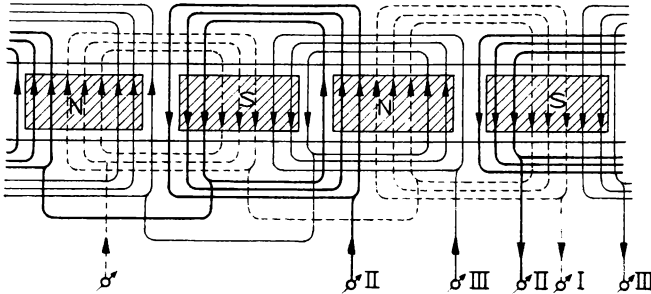


FIG. C-1. — **Enroulement triphasé.**
4 pôles ; 9 encoches par pôle.

d) Pôles saillants. Pôles lisses.

Les pôles peuvent être saillants (L. VI et § A). Toutefois, ces pôles ne conviennent pas pour les turbo-alternateurs, entraînés par des turbines à vapeur et dont le prix est d'autant plus bas qu'ils tournent plus vite : on adopte la vitesse maximale, 3 000 tr/mn en Europe ($f = 50$ Hz), 3 600 tr/mn en Amérique ($f = 60$ Hz), de sorte que ces alternateurs sont *bipolaires*. En raison de la vitesse élevée et de la forme qu'exigeraient deux pôles saillants, les bobines excitatrices ne résisteraient pas à la force centrifuge.

Le rotor d'un turbo-alternateur est donc à *pôles lisses* : les conducteurs sont disposés dans les encoches d'un tambour cylindrique et soigneusement calés ; les têtes de bobines sont maintenues par des frettes en acier spécial amagnétique.

Les encoches occupent environ les $\frac{2}{3}$ de la surface du rotor, le reste de la surface constituant les pôles. Le diamètre peut dépasser légèrement 1 mètre.

2. — CARACTÉRISTIQUES; RENDEMENT

a) **Les caractéristiques** à vide $E_e = f(i)$ ou $E = f(i)$, externe $U = f(I)$ ou $V = f(I)$, en court-circuit $I_{cc} = f(i)$ sont analogues à celles de l'alternateur monophasé. Les caractéristiques externe et en court-circuit se relèvent en montage triphasé, car l'inductance $l \omega$ d'une phase est définie pour ce cas.

b) Calculs et diagrammes vectoriels.

On considère les grandeurs simples E , V (même procédé que pour le transformateur triphasé).

EXEMPLE. — On construit le diagramme de Behn-Eschenburg d'après l'égalité :

$$\vec{E} = r\vec{I} + l\omega\vec{I} + \vec{V}.$$

On en déduit la chute simple $E - V$, puis la chute triphasée :

$$E_c - U = \sqrt{3} (E - V).$$

c) **Le rendement** se détermine comme en monophasé, mais :

- la puissance utile s'écrit $P_u = \sqrt{3} UI \cos \varphi$;
- entre deux bornes, on mesure, en continu, la résistance $R = 2 r$ de deux phases en série ; la perte par effet Joule dans l'induit est $3 r I^2 = \frac{3}{2} R I^2$ (pour un induit en triangle, on aurait encore $P_J = \frac{3}{2} R I^2$, R étant la résistance mesurée entre deux sommets du triangle).

Le rendement atteint 0,97 pour les alternateurs hydrauliques et 0,99 pour les turbo-alternateurs.

3. — RÉGULATION DE LA TENSION

Lorsque la puissance P augmente, I augmente et U diminue ; pour maintenir U constante, il faut donc augmenter la f. é. m., donc le courant d'excitation i .

Les alternateurs des centrales électriques sont munis d'un régulateur automatique.

4. — RÉGULATION DE LA FRÉQUENCE D'UN RÉSEAU

Le fonctionnement de beaucoup de types de récepteurs est perturbé par des variations de la fréquence ; les réseaux nationaux la maintiennent presque parfaitement constante malgré les fluctuations de la puissance consommée. Pour obtenir ce résultat, ils maintiennent l'égalité de la puissance produite et de la puissance consommée, à l'aide de régulateurs agissant sur les turbines.

Pour des raisons économiques, on demande les variations quasi instantanées de puissance non à toutes les centrales, mais à quelques-unes, le plus souvent thermiques, spécialement équipées en régulateur (centrales dites *chefs d'orchestre*).

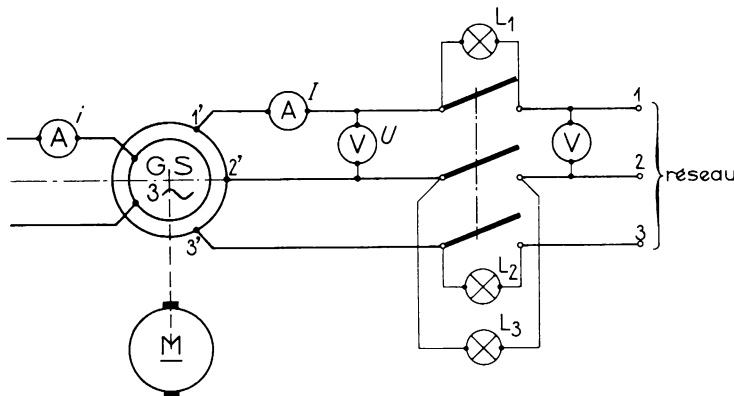


FIG. C-2. — Couplage d'un alternateur au réseau.

5. — COUPLAGE D'UN ALTERNATEUR AU RÉSEAU

Avant de fermer le commutateur (fig. C-2), il est indispensable de réaliser les conditions suivantes pour éviter les surintensités et, dans certains cas, des accidents graves :

— *L'ordre de succession des phases de l'alternateur doit être le même que celui du réseau.*

Il en est ainsi lorsque les lampes L_1 , L_2 , L_3 s'allument et s'éteignent ensemble ; on dit qu'elles *battent* ; dans le cas contraire (*feux tournants*), il faut permuter deux phases de l'alternateur.

— *Égalité des tensions.* On règle la tension de l'alternateur en agissant sur l'excitation.

— *Égalité des fréquences.* On règle la vitesse de l'alternateur en agissant sur le moteur d'entraînement ; plus les fréquences sont voisines et plus les lampes de phase battent lentement.

Lorsqu'on a obtenu que les lampes battent très lentement, *on couple à l'extinction* (tension nulle entre chaque phase du réseau et la phase correspondante de l'alternateur).

Dans les installations de quelque importance ⁽¹⁾, les lampes de phase sont remplacées par un *synchronoscope* dont le sens de rotation de l'aiguille indique qu'il faut augmenter ou diminuer la vitesse de l'alternateur.

Après le couplage, on réalise la mise en charge de l'alternateur en réglant aux valeurs désirées :

- sa puissance active en agissant sur le moteur d'entraînement ;
- sa puissance réactive en agissant sur l'excitation.

D. — Moteur synchrone

Son principe, sa constitution, le champ dans l'entrefer, l'entraînement en synchronisme d'un aimant par un champ tournant figurent dans la leçon VI.

I. — RÉVERSIBILITÉ DE L'ALTERNATEUR

a) Expérience.

Entrainons un alternateur par un moteur à courant continu et couplons-le au réseau (§ C). Diminuons jusqu'à zéro l'intensité absorbée par le moteur : la machine synchrone continue de tourner à la même vitesse ; elle ne fonctionne plus en alternateur, mais en moteur synchrone.

b) Interprétation.

Au lieu de fournir de l'énergie au réseau, la machine en reçoit ; son stator, alimenté par le réseau, produit un champ tournant à $2p$ pôles fictifs qui tournent à la vitesse angulaire $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$ (L. VI, § C).

(1) Les tensions des alternateurs de centrales atteignent 15 000 à 20 000 volts.

Le rotor tourne à la même vitesse Ω_s :

- s'il fournit une puissance P_2 faible, donc un couple $M = \frac{P_2}{\Omega_s}$ faible, chacun de ses pôles est en face d'un pôle fictif, de nom contraire, du stator ;
- lorsqu'on augmente M , le rotor est freiné, sa vitesse diminue pendant un temps très court et il prend un retard angulaire θ sur les pôles du stator : il apparaît donc une composante tangentielle F_t (fig. D-1) de la force entre deux pôles N et S', S et N' ; chaque pôle du stator tire un pôle de nom contraire du rotor. θ et F_t augmentent avec M jusqu'à un maximum correspondant au décrochage.

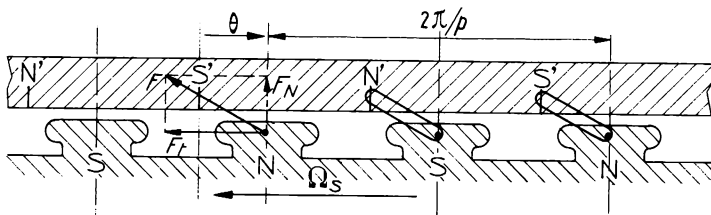


FIG. D-1. — Moteur synchrone.

N', S' : pôles fictifs du stator.

Le couple résistant provoque le décalage arrière θ du rotor et la composante tangentielle F_t de la force entre deux pôles.

L'angle géométrique θ se traduit par l'angle électrique $p\theta$ dans le diagramme vectoriel (entre U et E).

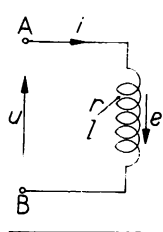
Si l'on imagine le rotor entraîné par des liens élastiques entre pôles (à droite), leur longueur et leur tension, qui augmentent avec le couple résistant, rendent compte de l'augmentation de θ et F_t .

REMARQUE. — Dans l'alternateur, le décalage θ est de sens opposé, car, si l'on accroît le couple *moteur* appliqué au rotor, il *accélère* pendant un temps très court et prend donc une *avance* sur le champ du stator ; chaque pôle du stator *est tiré* par un pôle de nom contraire du rotor.

A mêmes conventions de signes, la f. é. m. E induite dans le stator est : en avance de $p\theta$ sur la tension aux bornes U dans l'alternateur ; en retard de $p\theta$ dans le moteur.

2. — CONVENTIONS DE SIGNES; DIAGRAMME VECTORIEL DES TENSIONS

Nous adopterons celles des récepteurs à f. c. é. m. (1). C'est donc la même convention qu'en alternateur pour u et les conventions opposées pour i et e , qui conserve l'expression $E = KfN\Phi$ pour sa valeur efficace. D'où les égalités en valeurs instantanées et en vecteurs (fig. D-2) :



$$u + e = ri + l \frac{di}{dt}$$

$$\vec{U} + \vec{E} = \vec{rI} + \vec{l}\omega I$$

$$\vec{U} = -\vec{E} + \vec{rI} + \vec{l}\omega I$$

FIG. D-2. — Conventions de signes.

(1) Revoir par exemple celles du circuit R, L (fasc. III, p. 32) où la f. é. m. d'autoinduction $e = -L \frac{di}{dt}$ a le même sens positif que u et i ($e > 0$ agissant seule produirait $i > 0$).

5. — FONCTIONNEMENT A EXCITATION CONSTANTE (fig. D-7).

On fait varier la charge, c'est-à-dire la puissance et le couple. B décrit un arc de cercle de centre O, de rayon $| -E |$. Partant de la marche à vide (point B_0 : I_{min} , $\varphi = \frac{\pi}{2}$), I croît, φ passe par un minimum (AB_T tangente au cercle). La puissance maximale est $O\beta$; au-delà, le moteur décroche.

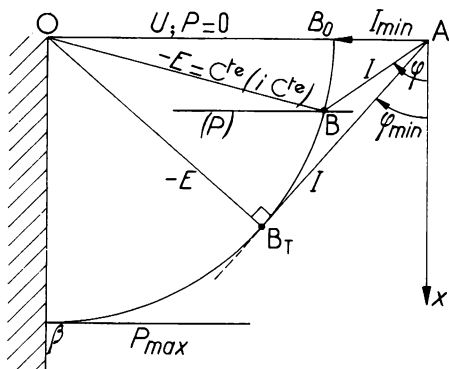


FIG. D-7. — Fonctionnement à excitation constante.

6. — DÉMARRAGE DU MOTEUR SYNCHRONE

L'induit est alimenté par le réseau, l'inducteur par l'excitatrice. On lance le rotor :

- soit en l'entraînant par un moteur auxiliaire ;
- soit, le plus souvent, en asynchrone grâce à l'amortisseur ; pendant le démarrage en asynchrone, l'induit est alimenté sous tension réduite (autotransformateur).

7. — APPLICATIONS

Le moteur synchrone s'utilise pour obtenir une vitesse bien constante : machines d'extraction (mines), laminoirs, ventilateurs, compresseurs, pompes (dont centrales de pompes) et en compensateur synchrone.

Centrale de pompage. Elle comporte deux bassins présentant une dénivellation de 200 à 1 000 mètres. Aux heures de pointe, elle fonctionne comme une centrale hydraulique ordinaire (turbine, alternateur). Aux heures creuses (nuit), la machine synchrone fonctionne en moteur et entraîne une pompe qui remonte l'eau dans le bassin supérieur (il existe même des turbines-pompes réversibles).

Compensateur synchrone. C'est un moteur synchrone surexcité tournant à vide : il fournit de la puissance réactive (§ 4). On l'emploie pour augmenter le facteur de puissance de grosses installations et plus particulièrement d'un réseau pour transporter plus économiquement l'énergie.

Lorsqu'on néglige les pertes, le point B figuratif du fonctionnement (fig. D-5) est sur OA, à droite de A.

E. — Exercices résolus

1. Un alternateur triphasé 50 Hz à 4 pôles a une f. é. m. par phase $E = 250$ V ; le stator a 60 encoches à 4 conducteurs chacune ; le coefficient de Kapp est égal à 2,1 ; la résistance entre deux bornes du stator en étoile est $1,6 \Omega$ et la réactance par phase 3Ω .

1° Quels sont : la vitesse de rotation ; la tension à vide entre bornes ; le flux par pôle ?

2° L'alternateur débite le courant $I = 10$ A, déphasé de 30° sur E : déterminer graphiquement la tension entre bornes.

Solution abrégée.

1°

$$n = \frac{f}{p} = \frac{50}{2} = 25 \text{ tr/s} = 1\,500 \text{ tr/mn.}$$

$$E_c = E \sqrt{3} = 250 \sqrt{3} = 433 \text{ V.}$$

$$\Phi = \frac{E}{KfN} = \frac{250}{2,1 \cdot 50 \cdot (20 \cdot 4)} = 0,0298 \approx 0,030 \text{ Wb.}$$

2° On calcule sur une phase :

$$rI = \frac{1,6}{2} \times 10 = 8 \text{ V ;}$$

$$l \omega I = 3 \times 10 = 30 \text{ V.}$$

Le diagramme de Behn-Eschenburg (fig. E-1) donne $V = 226$ volts, donc $U = V \sqrt{3} = 392$ volts.

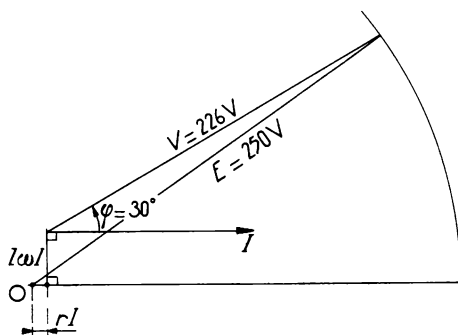


FIG. E-1.

2. Établir l'expression du coefficient de bobinage K_1 avec les notations de la figure A-3. Application :

1° $y = 9$; $u = 3$;

2° $y = 9$; $u = 6$.

Solution abrégée.

$$AB = 2 AH = 2 OA \sin \frac{\pi}{2y} ; \quad AD' = u AB = 2 OA \cdot u \sin \frac{\pi}{2y}.$$

$$AD = 2 AM = 2 OA \sin \frac{\pi u}{2y} ;$$

$$K_1 = \frac{AD}{AD'} =$$

$$\frac{\sin \frac{u \pi}{2y}}{u \sin \frac{\pi}{2y}}.$$

Application : $y = 9$. $\frac{\pi}{2y} \text{ rd} = \frac{180}{18} = 10^\circ$; $\sin 10^\circ = 0,174$.

1° $u = 3$. $\frac{u \pi}{2y} = 30^\circ$; $\sin 30^\circ = 0,5$; $K_1 = \frac{0,5}{3 \times 0,174} = 0,958$.

$$2^\circ u = 6. \quad \frac{u\pi}{2y} = 60^\circ; \quad \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866; \quad K_1 = \frac{0,866}{6 \times 0,174} = 0,83.$$

Le poids de cuivre et la résistance de l'induit doublent, alors que la f. é. m. est seulement multipliée par

$$\frac{0,83 \times 2}{0,958} \approx 1,7.$$

PROBLÈMES DE LA LEÇON VII

1. Un alternateur triphasé 50 Hz, à 12 pôles, fonctionne à sa puissance nominale 45 kVA avec 1 kV entre ses bornes à $\cos \varphi = 0,80$. Quelles sont : la vitesse de rotation, la puissance active, l'intensité du courant ?

Réponses : 500 tr/mn ; 36 kW ; ≈ 26 A.

2. Un alternateur monophasé 50 Hz débite 50 A sous 220 V. La résistance de l'induit est $0,20 \Omega$ et sa réactance $0,50 \Omega$. Quelle est la f. é. m. : à $\cos \varphi = 1$; à $\cos \varphi = 0,90$; à $\cos \varphi = 0,80$?

Réponses : 230 V ; 240 V ; 243 V.

3. Un alternateur triphasé débite 20 A sous 250 V ; $\cos \varphi = 0,80$. La résistance mesurée entre deux phases de l'induit est $0,50 \Omega$; l'inducteur consomme 19 A sous 24 V, les pertes constantes sont de 400 W.

1° Calculer la puissance utile et le rendement.

2° On relève la caractéristique à vide (E simple) :

i (A)	0	2,5	5	10	15	20
E (V)	18	100	151	200	220	240

a) Pour $i = 2,5$ A, le courant de court-circuit est 25 A ; quelle est la réactance d'une phase de l'induit ?

b) Déterminer graphiquement la f. é. m. pour $I = 20$ A et $U = 250$ V.

Réponses : 1° 6,93 kW ; 0,857 ; 2° a) $I \omega = 4 \Omega$; b) $E = 206$ V ; $E_c = E \sqrt{3} = 357$ V.

4. On lit sur la plaque signalétique d'un alternateur triphasé : 13,2 kVA ; 220/380 V ; 50 Hz ; 1 500 tr/mn. Il est monté en étoile ; la résistance d'une phase de l'induit est négligeable devant sa réactance $l \omega = 2,5 \Omega$ supposée constante ; le relevé de la caractéristique à vide (E simple ; I_d : courant d'excitation) a donné :

I_d (A)	0,40	0,84	1,28	1,78	2,36	3,10	3,96	5,62	8,0
E (V)	29	58	86	115	144	173	201	230	254

Cette machine, entraînée à la vitesse nominale, débite son courant nominal (correspondant aux valeurs nominales de S et U) ; elle débite dans un circuit :

1° Uniquement résistant. Sachant que $I_d = 5$ A, trouver la tension U entre les bornes. Pour quelle valeur de I_d aurait-on $U = 380$ V ?

2° Inductif, de $\cos \varphi = 0,80$. Mêmes questions qu'au 1°.

Réponses : 1° 378 V ; 5,3 A ; 2° 326 V ; 8 A.

5. On fait fonctionner la machine du problème précédent, en moteur synchrone sur un réseau 380 V, 50 Hz. Dans tout ce qui suit, on néglige les pertes.

Le moteur :

- 1° Absorbe 13,2 kW : quel est le courant d'excitation I_d correspondant au courant absorbé I minimal ?
- 2° Fonctionne à vide : déterminer I_d pour que $I = 0$ (pertes négligées).
- 3° Fournit un couple utile de 42 m.N. Déterminer I_d pour que le moteur fournisse au réseau une puissance réactive de 6,6 kvar.

Réponses : 1° 5,3 A ; 2° 4,9 A ; 3° 6,9 A.

6. Résoudre les deux problèmes précédents sans admettre que la réactance $l \omega$ d'une phase de l'induit est constante. Essai en court-circuit :

I_d (A)	0,40	0,84	1,28	1,78	2,36	3,10	3,96	5,62	8,0
$l \omega \approx Z_i$ (Ω)	4,8	4,6	4,5	4,3	4,1	3,7	3,4	2,8	2,1

**Réponses : Alternateur (Pb n° 4) : 1° 375 V ; 5,2 A ; 2° 312 V ; 7,4 A.
Moteur synchrone (Pb n° 5) : 1° 5,36 $\approx$ 5,4 A ; 2° 4,9 A ; 3° 6,1 A.**

7. Un moteur synchrone monophasé 220 V-50 Hz, 2 kVA, à 6 pôles, absorbe le courant $I = 5$ A à $\cos \varphi = 0,86$. On néglige la résistance de l'induit et on admet que son inductance, déterminée par l'essai en court-circuit, est constante : $l = 64$ mH.

Dans toutes les questions, la puissance P absorbée reste constante.

- 1° Tracer le diagramme bipolaire (1 mm = 2 V) pour le fonctionnement ci-dessus et en déduire la f. é. m. E et le décalage angulaire entre les pôles du rotor et les pôles fictifs du stator.
- 2° Quelle est la valeur de 1 mm en ampères, en watts ?
- 3° Déterminer l'intensité absorbée et le facteur de puissance lorsque la f. é. m. est 150 volts.
- 4° Tracer la courbe de Mordey, connaissant la caractéristique à vide :

i (A)	0	0,2	0,5	0,8	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	4,0
E (V)	5	48	108	170	200	250	290	320	340	364

Réponses : 1° $E = 190$ V ; 12° ; 2° 1 mm = 0,10 A ; 1 mm = 22 W ; 3° 6,5 A ; 0,66 ; 4° quelques points : ($i = 0,5$ A ; $I = 8,8$ A) ; (0,8 ; 5,7) ; (1 ; 4,7) ; (1,5 ; 4,35) ; (2 ; 5,1) (2,5 ; 6,2) ; (3 ; 6,8) ; (4 ; 8).

8. Un moteur synchrone triphasé entraîne, sans engrenage interposé, le plus grand broyeur à ciment actuel, à la vitesse $n = 15$ tr/mn ; il travaille à $\cos \varphi = 1$ et sa puissance nominale est alors $P = 6\,400$ kW. Le rotor a 44 pôles et 8 mètres de diamètre. Le stator est alimenté en 3 200 V entre phases par un convertisseur statique de fréquence, à soupapes électroniques. Calculer :

- 1° La fréquence de la tension d'alimentation, les vitesses angulaire et linéaire du champ tournant.
- 2° Pour la puissance nominale : l'intensité du courant statorique, le couple moteur, la force tangentielle sur un pôle du rotor.

Réponses : 1° 5,5 Hz ; 1,57 rd/s ; 6,28 m/s ; 2° 1 154 A ; 4,07 . 10⁶ m.N (415 000 m.kgf) ; 23 200 N (2 360 kgf).

VIII. — MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASÉ

A. — Principe. Constitution

I. — EXPÉRIENCE

Rappelons (L. VI, fig. A-4) qu'un champ tournant, agissant sur un conducteur mobile autour d'un axe, met ce conducteur en rotation : un système réagit toujours en luttant contre la cause des courants induits, c'est-à-dire contre le déplacement relatif du champ et des courants.

Nous savons aussi que la vitesse de rotation Ω du conducteur reste inférieure à la vitesse Ω_s du champ, puisque pour $\Omega = \Omega_s$, les courants induits disparaîtraient et avec eux le couple moteur.

2. — CONSTITUTION

- a) **Stator.** Il est identique à celui d'un moteur synchrone (*revoir* L. VI et L. VII) ; alimenté par le réseau triphasé, il crée un champ qui tourne à la vitesse de synchronisme $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$, où ω est la pulsation du réseau et p le nombre de paires de pôles du stator. Ses enroulements peuvent être couplés en étoile ou en triangle grâce à une plaque à bornes (fig. A-1).

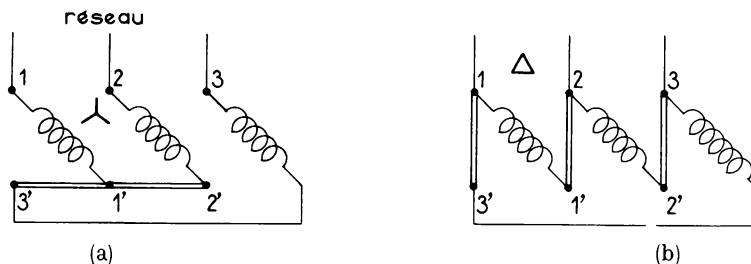


FIG. A-1. — Plaque à bornes à trois barrettes pour couplage en étoile (a) ou en triangle (b) du stator.

- b) **Rotor.** C'est un cylindre feuilleté, avec encoches périphériques où sont logés les conducteurs induits ; sa vitesse angulaire Ω varie avec le couple résistant et il en est de même de sa vitesse Ω_s — Ω par rapport au champ du stator : la fréquence des f. é. m. induites n'est pas dans un rapport constant avec la vitesse angulaire, d'où le terme moteur *asynchrone*.

Il existe deux types de rotors :

- **Rotor à cage.** Chaque encoche contient une seule barre (cuivre, aluminium) ; toutes les barres sont réunies entre elles, sur chaque face du rotor, par un anneau ⁽¹⁾ de court-circuit (fig. A-2). L'ensemble constitue un circuit de très petite résistance, sans connexion électrique avec l'extérieur et de même forme qu'une cage d'écureuil. Ce type de rotor équipe tous les moteurs de petite puissance (jusqu'à 1 kW) et des moteurs de moyenne puissance.

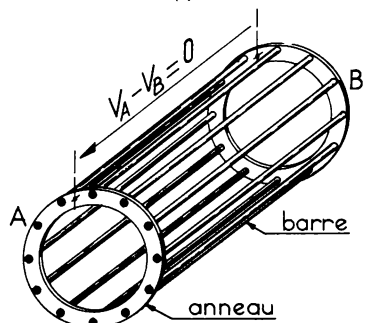


FIG. A-2. — Rotor à cage.

- **Rotor bobiné.** Il est muni d'un enroulement triphasé à même nombre de pôles que celui du stator. Les trois phases sont montées en étoile et leurs sorties reliées à trois bagues tournant avec le rotor ; des balais fixes permettent d'ajouter une résistance variable à chaque phase (voir fig. B-1, p. 109).

Ce rotor équipe tous les moteurs de grande puissance et une partie des moteurs de puissance moyenne.

3. — GLISSEMENT

a) Définition.

Le glissement est la différence relative de vitesse entre le champ tournant du stator et le rotor ⁽²⁾ :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{n_s - n}{n_s}$$

EXEMPLE. — Un moteur à 4 pôles alimenté par le réseau à 50 Hz tourne à la vitesse $n = 1\,440$ tr/mn : quel est son glissement ?

On sait (L. VII) que $n_s = \frac{3\,000}{p} = 1\,500$ tr/mn, donc :

$$g = \frac{1\,500 - 1\,440}{1\,500} = \frac{60}{1\,500} = 0,04 \text{ ou } 4 \%$$

(1) C'est possible, car la différence de potentiel $V_A - V_B$ entre les anneaux A et B est nulle. En effet, considérons la spire formée par deux barres distantes d'un pas polaire ; elle est équivalente à 2 générateurs en série, chacun de f. é. m. E , de résistance interne r : $I = \frac{2E}{2r} = \frac{E}{r}$;

$$V_A - V_B = E - rI = E - r\left(\frac{E}{r}\right) = 0.$$

La chute dans chaque barre est égale à la f. é. m. induite.

(2) Le symbole principal du glissement est s , le symbole de réserve : g .

b) **Expressions dérivées.**

Les expressions qui définissent le glissement s'utilisent parfois sous les formes :

$$g = 1 - \frac{\Omega}{\Omega_s} = 1 - \frac{n}{n_s}.$$

$$\Omega = (1 - g) \Omega_s \quad ; \quad n = (1 - g) n_s.$$

g et n se déduisent l'un de l'autre ; toutefois le glissement est plus significatif que la vitesse pour caractériser le *couplage asynchrone* entre un champ tournant et un rotor.

4. — EXPRESSIONS DES PUISSANCESa) **Puissance absorbée par le moteur :**

$$P_a = \sqrt{3} UI \cos \varphi.$$

U : tension (composée) d'alimentation ; I : courant de ligne ; φ : déphasage de I sur V en étoile, de J sur U en triangle (revoir L. II).

Pertes dans le stator (souvent appelé *primaire*) :

- pertes dans le fer : P_{fs} ;
- pertes par effet Joule : P_{js} .

R_1 étant la résistance d'une phase, on a $P_{js} = 3 R_1 I^2$ pour le montage étoile, $P_{js} = 3 R_1 J^2$ pour le montage triangle ($J = \frac{I}{\sqrt{3}}$) ; dans les deux cas

$$P_{js} = \frac{3}{2} R I^2,$$

R étant la résistance mesurée entre deux bornes du stator.

b) **Puissance P_t transmise au rotor ; couple transmis M_t .**

$$P_t = P_a - (P_{fs} + P_{js}).$$

Le couple M_t transmis au rotor par le champ tournant ($\Omega_s \frac{\text{rd}}{s}$) du stator est tel que :

$$P_t = M_t \Omega_s.$$

La puissance P_t se partage en puissance mécanique $P_m = M_t \Omega$ et pertes par effet Joule P_{jr} dans le rotor :

$$P_t = P_m + P_{jr}.$$

On en déduit :

$$P_{jr} = P_t - P_m = M_t \Omega_s - M_t \Omega = M_t \Omega_s \left(1 - \frac{\Omega}{\Omega_s}\right) = g M_t \Omega_s$$

$$P_{jr} = g P_t.$$

Le rotor reçoit la puissance P_t et restitue sur son arbre la puissance

$$P_m = P_t - P_{jr} = P_t - g P_t = (1 - g) P_t$$

Le rendement du rotor est donc :

$$\eta_R = \frac{P_M}{P_t} = 1 - g.$$

c) Puissance utile P_u ; couple utile M_u ; rendement η du moteur.

C'est celle qui est transmise par l'arbre à l'extérieur :

$$P_u = P_M - (p_{fR} + p_m).$$

p_{fR} : pertes dans le fer du rotor ; p_m : pertes mécaniques (frottement dans les paliers, ventilation).

Le couple utile M_u est tel que

$$P_u = M_u \Omega.$$

$$\eta_{\text{moteur}} = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_a - \text{pertes}}{P_a}.$$

d) Le couple utile M_u diffère peu du couple transmis M_t .

En effet :

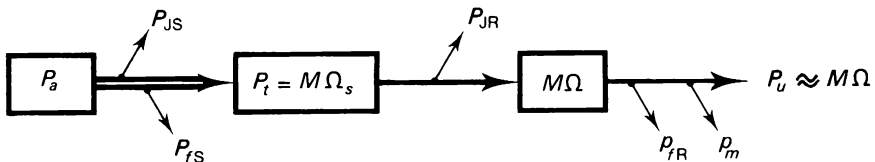
- les pertes p_{fR} sont très petites puisque le flux du stator balaye le rotor à faible vitesse ($\Omega_s - \Omega$) ;
- les pertes mécaniques p_m sont faibles et d'ailleurs indépendantes de la charge.

On néglige presque toujours p_{fR} ; lorsqu'en outre on néglige p_m , on a $M_u = M_t$; en notant le couple M :

$P_t = P_a - (P_{fS} + P_{JS})$	$P_t = M \Omega_s$	$P_{JR} = g P_t$
$P_u \approx M \Omega = (1 - g) P_t$	$\eta_R \approx \frac{P_u}{P_t} = 1 - g$	$\eta_{\text{moteur}} = \frac{P_u}{P_a}$

- Pertes variables avec la charge : $P_{JS} + P_{JR}$.
- Pertes constantes : $P_0 = P_{fS} + p_m + p_{fR} \approx P_{fS}$.

Nous confondrons parfois P_0 avec les pertes à vide puisque, dans l'essai à vide, les pertes par effet Joule sont petites devant P_{fS} .



B. — Étude expérimentale

Nous utiliserons un moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné.

La plaque signalétique indique : 50 Hz ; 6 kW ; service ; 1 410 tr/mn : $\cos \varphi = 0,82$.
En triangle : 220 V ; 21,3 A ; en étoile : 380 V ; 12,3 A ; $\cos \varphi = 0,82$.

Le stator est monté en triangle et alimenté par le réseau (fig. B-1) sous la tension $U = 210$ volts.

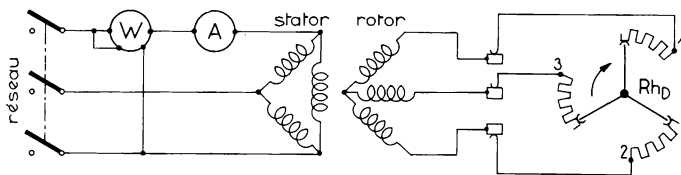


FIG. B-1. — Schéma du montage.

R_{hd} rhéostat de démarrage ; lorsque ses contacts sont aux points 1, 2, 3, le rotor est en court-circuit. Le commutateur de wattmètre (méthode des deux wattmètres) n'est pas représenté.

I. — MOTEUR A VIDE

Le moteur n'entraîne aucune machine : $P_u = 0$.

a) Observations.

Le rhéostat de démarrage étant au maximum de résistance, on ferme l'interrupteur tripolaire :

- le moteur démarre seul ;
- sa vitesse augmente lorsqu'on diminue les résistances du rhéostat et atteint 1 490 tr/mn à rotor en court-circuit ; le glissement à vide est :

$$g_0 = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{1\,500 - 1\,490}{1\,500} = 0,0067 \approx 0,7 \, \%$$

- l'ampèremètre se fixe à $I_0 = 8$ A après une surintensité de démarrage (voir tableau, § E3) ; $\frac{I_0}{I_N} = 0,38$ (ce rapport peut dépasser 0,6 dans les moteurs peu puissants) ; $I_N = 21,3$ A : courant nominal.

Arrêtons le moteur et permutons deux câbles d'alimentation : au démarrage, on observe que le sens de rotation a été inversé (voir L. VI).

Alimentons le moteur sous d'autres tensions : on constate que la vitesse est indépendante de la tension d'alimentation.

Alimentons avec un alternateur à vitesse réglable : la vitesse du moteur asynchrone est proportionnelle à la fréquence.

b) Essai à vide.

La puissance est mesurée par la méthode des deux wattmètres ; wattmètre utilisé : 150 divisions ; calibres : 300 V et 12,5 A ; 1 division vaut

$$\frac{300 \times 12,5}{150} = 25 \text{ W.}$$

Nous lisons 36 divisions et — 26 divisions :

$$P_1 = 25 \times 36 = 900 \text{ W} \quad ; \quad P_2 = -25 \times 26 = -650 \text{ W} \quad ;$$

d'où

— puissance absorbée à vide :

$$P_0 = P_1 + P_2 = 900 - 650 = 250 \text{ W} ;$$

— facteur de puissance à vide :

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{\sqrt{3} U I_0} = \frac{250}{\sqrt{3} \cdot 210 \cdot 8} = 0,086 \quad ; \quad \varphi_0 = 85^\circ.$$

Résistance à chaud entre deux bornes du stator : à la tension continue 4,3 V correspond le courant 6,7 A, donc

$$R = \frac{4,3}{6,7} = 0,64 \, \Omega.$$

La perte par effet Joule à vide est $P_{js} = \frac{3}{2} R I_0^2 = \frac{3}{2} \cdot 0,64 \cdot 8^2 = 62 \text{ W}$; d'où les pertes constantes (pertes dans le fer et pertes mécaniques) ⁽¹⁾ :

$$P_{fs} + p_m = P_0 - P_{js} = 250 - 62 = 188 \text{ W}.$$

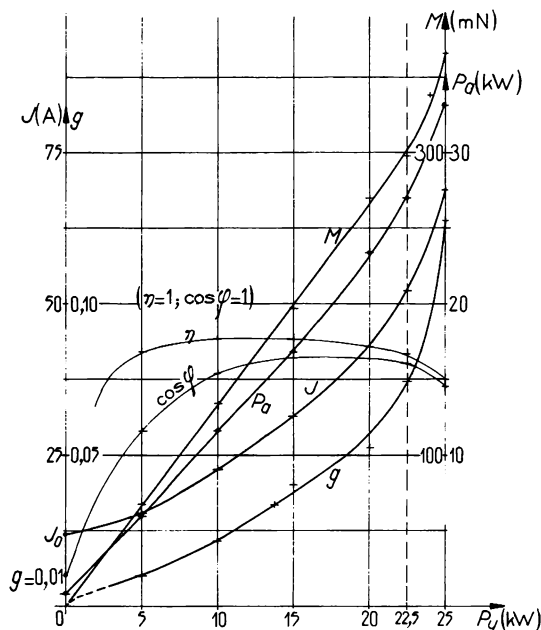


FIG. B-2. — Moteur de 20 kW (voir problème n° 4) ; courbes en fonction de P_u .

(1) On obtient p_m en alimentant sous tension réduite U et en extrapolant la courbe $p_m(U)$ jusqu'à $U = 0$ ($P_{fs} = 0$).

2. — MOTEUR EN CHARGE

Il entraîne une génératrice de courant continu que l'on charge, progressivement ; on constate que le glissement du moteur, l'intensité dans le stator et la puissance absorbée augmentent avec la charge.

Mesures (P_a par la méthode des deux wattmètres) :

$I(A)$	$P_a(W)$	n (tr/mn)	$\cos \varphi = \frac{P_a}{\sqrt{3} UI}$	$g = \frac{1\,500 - n}{1\,500}$
11	2 275	1 450	0,695 $\approx$ 0,70	0,033 ou 3,3 %
16	4 500	1 420	0,77	0,053 ou 5,3 %
19	5 600	1 410	0,81	0,060 ou 6,0 %

La mesure de la puissance utile, d'où l'on déduit le couple et le rendement du moteur, est trop longue pour pouvoir être réalisée dans le cours. Les courbes classiques se tracent en fonction de P_u ou de n ; les figures B-2, B-3, B-4 en donnent des exemples. Les résultats sont analogues avec un moteur à cage.

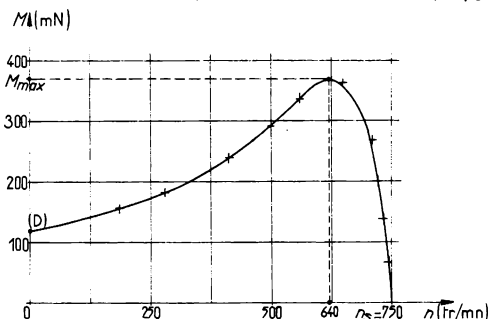


FIG. B-3. — Moteur de 20 kW (Pb n° 4).

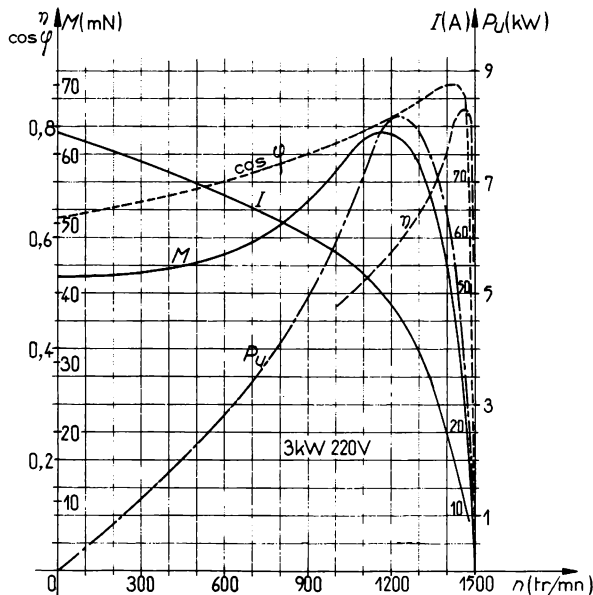


FIG. B-4. — Moteur du type étudié au § B ; exemples de courbes en fonction de n .

C. — Propriétés électriques et mécaniques du rotor

Elles caractérisent le couplage asynchrone dans un champ tournant (moteur asynchrone) ou glissant (moteur linéaire, L. IX).

I. — FRÉQUENCE DES f. é. m. ET DES COURANTS INDUITS DANS LE ROTOR

a) Expression.

Soit f_r la fréquence des courants rotoriques.

La relation générale (L. VII) $f = pn$ s'applique aux f. é. m. et aux courants induits dans le rotor ; il suffit d'y remplacer f par f_r et n par $(n_s - n)$, vitesse du champ inducteur par rapport au rotor :

$$f_r = p(n_s - n) = pn_s \left(1 - \frac{n}{n_s}\right).$$

On reconnaît la fréquence du réseau d'alimentation $f = pn_s$ et le glissement $g = 1 - \frac{n}{n_s}$:

$$\boxed{f_r = g f.} \quad (\text{C } 1)$$

La fréquence des courants du rotor est égale au produit de la fréquence d'alimentation par le glissement.

Énoncé analogue pour la pulsation : $\omega_r = g \omega$.

b) Exemples.

A rotor calé : $\Omega = 0$; $n = 0$; $g = 1$, donc $f_r = f$: le moteur asynchrone calé se comporte comme un *transformateur* ; c'est un transformateur à champ tournant, alors que le transformateur classique est à champ alternatif.

A vide : $n \approx n_s$, donc $g \approx 0$ et $f_s \approx 0$.

La fréquence nulle est celle du courant continu, mais il n'existe plus de courants induits dans le rotor : lorsque n tend vers n_s , la fréquence et l'amplitude des f. é. m. induites dans le rotor tendent vers zéro.

En marche normale, on a $g < 1$, donc $f_r < f$. Par exemple, pour $g = 4\%$ et $f = 50$ Hz :

$$f_r = 0,04 \times 50 = 2 \text{ Hz.}$$

On peut déterminer f_r en comptant les oscillations d'un millivoltmètre à aimant permanent relié à deux balais.

2. — LE FLUX DU ROTOR TOURNE A LA MÊME VITESSE $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$ QUE LE FLUX DU STATOR

Le flux du rotor tourne :

- par rapport au rotor, à la vitesse $\frac{\omega_r}{p}$ (L. VI) ; or :

$$\frac{\omega_r}{p} = \frac{g \omega}{p} = g \Omega_s = \Omega_s - \Omega.$$

- par rapport au stator, à la vitesse précédente augmentée de celle du rotor :

$$(\Omega_s - \Omega) + \Omega = \Omega_s.$$

Les champs du stator et du rotor tournent à la vitesse de synchronisme et s'accrochent l'un à l'autre, comme dans le moteur synchrone ; mais ici le rotor *glisse* dans son propre champ à la vitesse $\Omega_s - \Omega$ ⁽¹⁾.

3. — EXPRESSIONS DU COURANT DU ROTOR

Soit R_2 la résistance d'une phase du rotor, $X_2 = L_2 \omega$ sa réactance à rotor calé, E_2 la f. é. m. à rotor calé ; le moteur asynchrone est alors un transformateur à champ tournant.

Lorsque le moteur tourne à la vitesse n , correspondant au glissement g :

— la réactance devient :

$$L_2 \omega_r = L_2 g \omega = g X_2 ;$$

— les f. é. m. sont proportionnelles aux vitesses du rotor par rapport au flux inducteur (du stator) :

$$\frac{(E_2)_n}{E_2} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = g \quad ; \quad (E_2)_n = g E_2.$$

D'où le courant dans le rotor :

$$I_2 = \frac{g E_2}{\sqrt{R_2^2 + (g X_2)^2}}.$$

et le schéma de la figure C-1.

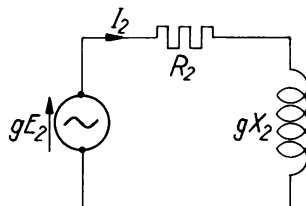


FIG. C-1. — Calcul du courant rotorique I_2 .

Équivalence très importante :

Divisons par g les deux termes du quotient ci-dessus :

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + X_2^2}}. \quad (C\ 2)$$

Cette expression est traduite par le schéma de la figure C-2 :

Le courant dans le rotor est le même que si la f. é. m. et la réactance étaient constantes

(E_2 , X_2) et la résistance $\left(\frac{R_2}{g}\right)$ variable.

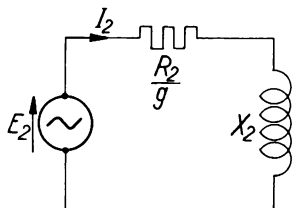


FIG. C-2. — La f. é. m. et les impédances de la figure C-1 sont divisées par g : le courant I_2 reste le même.

(1) Analogie mécanique : le moteur synchrone est comparable à une liaison rigide, le moteur asynchrone à une liaison souple, par friction.

Nous utiliserons cette équivalence pour établir le diagramme du cercle du moteur asynchrone plus simplement et plus rapidement que par les procédés classiques (qui partent des forces magnétomotrices ou des flux).

4. — COUPLE

a) **Expression.** On sait (§ A) que $P_{JR} = g P_t = g M \Omega_s$.

D'autre part

$$P_{JR} = 3 R_2 I_2^2 = 3 R_2 \frac{E_2^2}{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + X_2^2}.$$

En égalant ces deux expressions de P_{JR} , on trouve

$$M = \frac{3 R_2 E^2}{\Omega_s \left(\frac{R_2^2}{g} + g X_2^2 \right)}. \quad (C\ 3)$$

On constate en particulier que, pour g donné, M est proportionnel à E_2^2 , donc au carré de la tension d'alimentation.

b) **Maximum du couple, à tension d'alimentation constante.**

La seule variable est alors g . Le produit $\frac{R_2^2}{g} \cdot g X_2^2 = (R_2 X_2)^2$ est constant : le dénominateur de M est donc minimal, et M maximal, lorsque ses deux termes sont égaux :

$$\frac{R_2^2}{g} = g X_2^2 \quad ; \quad \boxed{R_2 = g X_2}.$$

Le couple est maximal à la vitesse pour laquelle la réactance $g X_2 = L_2 (g \omega)$ du rotor est égale à sa résistance.

Calculons le couple maximal en remplaçant $R_2 = g X_2$ dans l'expression C3 :

$$M_{max} = \frac{3 (g X_2) E_2^2}{\Omega_s \times 2 g X_2^2} = \frac{3 E_2^2}{2 \Omega_s X_2}.$$

Le couple maximal est indépendant de la résistance du rotor.

REMARQUE. — En augmentant R_2 , on déplace le couple maximal vers les faibles vitesses, puisqu'il est obtenu pour $g = \frac{R_2}{X_2}$: on augmente donc le couple de démarrage.

5. — DIAGRAMME DU CERCLE DU COURANT ROTORIQUE I_2

a) **Rappel :** résistance R variable et réactance $L \omega = X$ constante en série sous tension U constante (1).

(1) Revoir : Fasc. III, L. XI, problème 2 ; Fasc. IV, L. IV, problème 8.

On sait que l'équation des tensions

$$\vec{RI} + \vec{XI} = \vec{U}$$

est traduite par le triangle *rectangle* ABD de la figure C-3.

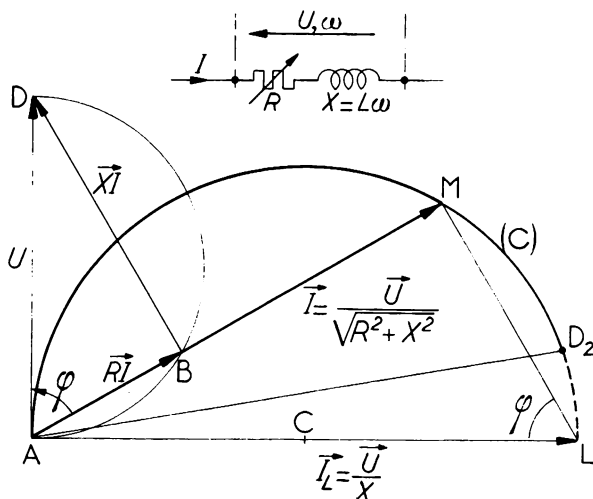


FIG. C-3. — **Cercle des tensions et cercle (C) des courants.** (C), généralement oublié dans l'étude des lois du courant alternatif, est très important pour le moteur asynchrone. Lorsque $R \rightarrow 0$, $M \rightarrow L$.

Lorsque R augmente de 0 à l'infini, le point B part de A et décrit le demi-cercle tracé, de diamètre $AD = U$. Pour $R = 0$, le courant est purement réactif : c'est $I_L = \frac{U}{X}$ représenté par le vecteur AL de direction et de longueur constantes.

Pour une valeur R quelconque, on a :

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + X^2}} = \frac{U}{X} \frac{X}{\sqrt{R^2 + X^2}} = I_L \sin \varphi,$$

c'est-à-dire $AM = AL \cos \left(\frac{\pi}{2} - \varphi \right) = AL \cos \widehat{MAL}$.

Le triangle MAL est donc rectangle en M : lorsque R croît, l'extrémité M du vecteur $\vec{I}$ décrit de L vers A le demi-cercle, tracé, de diamètre AL.

REMARQUES.

1° Le triangle rectangle des courants est semblable à celui des tensions et :

$$AL = \frac{AD}{X} \quad ; \quad AM = \frac{BD}{X} \quad ; \quad ML = \frac{AB}{X}.$$

2° En pratique, le demi-cercle n'est presque jamais entièrement décrit ; par exemple, il reste la résistance résiduelle de la bobine L, qui interdit l'arc D_2L .

b) Application au rotor.

Le cas est identique ; il suffit de remplacer les notations U, R, X, I, φ par $E_2, \frac{R_2}{g}, X_2, I_2, \varphi_2$ (fig. C-4). Lorsque g croît de 0 à 1, le point M_2 décrit l'arc AD_2 de A vers D_2 .

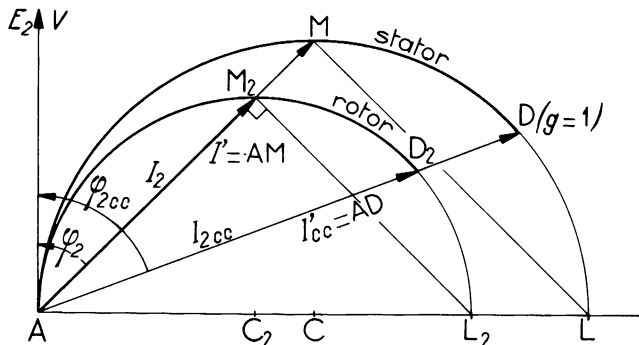


FIG. C-4. — Cercle des courants rotoriques et cercle des courants de travail du stator. Le courant de travail I' est proportionnel à I_2 . On ne peut annuler complètement la résistance : à rotor en court-circuit et calé, M vient en D et non en L .

REMARQUE.

I_2 appelle dans le stator le courant de travail I' , proportionnel à I_2 ⁽¹⁾ : l'extrémité M du vecteur $\vec{I}'$ décrit la demi-circonférence (C) de diamètre AL . Pour obtenir le diagramme du cercle du moteur asynchrone, il suffira d'ajouter à I' le courant à vide I_0 (§ D).

D. — Diagramme du cercle du moteur asynchrone

C'est le cercle des courants du stator. Il permet de prédéterminer, sans essai en charge : l'intensité, le facteur de puissance, le rendement, le glissement correspondant à une puissance utile donnée. L'essai à vide et l'essai en court-circuit suffisent pour tracer le diagramme.

I. — CERCLE DES COURANTS

Le courant $\vec{I}$ dans le stator ⁽²⁾ est la somme du courant de travail $\vec{I}'$ (voir fig. C-4) et du courant à vide $\vec{I}_0$ (puisque, à vide $I' = 0$) :

$$\vec{I} = \vec{I}_0 + \vec{I}'.$$

(1) Nous simplifions pour rendre le diagramme du cercle accessible aux débutants : le schéma équivalent du moteur asynchrone tient compte, comme pour un transformateur, de la résistance et de l'inductance du stator (primaire).

Mais l'essentiel est de voir que le diagramme est un cercle et d'en comprendre la raison : son tracé à partir des essais à vide et en court-circuit (§ D) tient compte de tous les éléments.

(2) Pour respecter la notation de la Norme NF C 51-100 de l'U. T. E. (Union Technique de l'Électricité), nous considérerons la tension simple et le courant de ligne, c'est-à-dire un stator en étoile ; nous montrerons dans un exemple numérique (Ph n° 4) le cas d'un stator en triangle.

Le diagramme de la figure D-1, relatif à une phase du stator, soumis à la tension simple $V = \frac{U}{\sqrt{3}}$ montre le vecteur $\vec{OM} = \vec{I}$, déphasé de l'angle φ sur $\vec{V}$: l'extrémité M de $\vec{I}$ parcourt donc le cercle de diamètre AL défini au paragraphe C.

Le diagramme du cercle du moteur asynchrone s'explique donc par le cercle des courants du rotor.

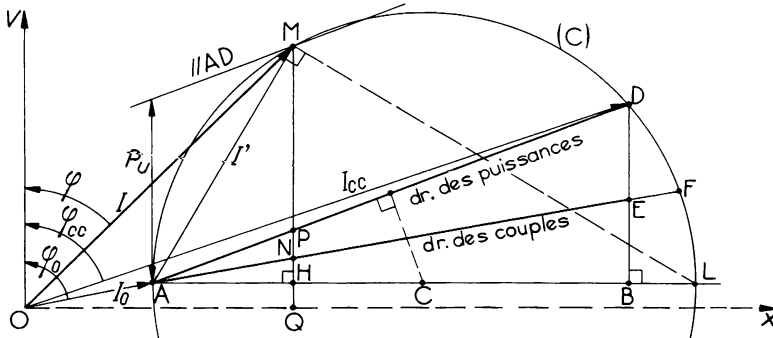


FIG. D-1. — Diagramme du cercle du moteur asynchrone.

Construction pratique : § 2.

$$\text{Au § 3 : } MP = P_u ; MQ = P_u ; \eta = \frac{MP}{MQ}.$$

$$\text{Couple : } M = MN ; g = \frac{PN}{MN}.$$

2. — CONSTRUCTION DU CERCLE PAR L'ESSAI A VIDE ET L'ESSAI EN COURT-CIRCUIT

Dans le plan des axes $\vec{V}$ et Ox perpendiculaire à $\vec{V}$, traçons le courant à vide $\vec{I}_0 = \vec{OA}$ et le courant de court-circuit (ou de démarrage) $\vec{I}_{cc} = \vec{OD}$: le centre C du cercle est l'intersection de l'horizontale menée par A ⁽¹⁾ et de la médiatrice du segment AD (fig. D-1).

Pratiquement, on réalise :

— L'essai à vide (§ B). On mesure I_0 à l'ampèremètre et les pertes à vide P_0 au wattmètre, d'où :

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{\sqrt{3} UI_0}.$$

(1) La Norme U. T. E. indique : « Dans les moteurs dont la puissance n'excède pas 15 kW, il est préférable d'opérer comme suit : on porte AA' (vers le bas) représentant la composante active du courant primaire correspondant aux pertes mécaniques, puis par A' on trace une droite A'C faisant avec la droite AL parallèle à l'axe des abscisses, un angle γ défini par :

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{2 R_1 I_M}{U_1}.$$

R_1 étant la résistance par phase du primaire ; I_M la composante réactive du courant I_0 à vide par phase (avec une exactitude suffisante on peut prendre $I_M = I_0$) ; U_1 , la tension simple aux bornes du primaire. Le centre C du cercle est à l'intersection de la droite A'C avec la perpendiculaire menée au milieu de A'D. »

(Cette complication explique que beaucoup de problèmes d'examens considèrent des moteurs asynchrone de puissance supérieure à 15 kW.)

— *L'essai en court-circuit* (rotor en court-circuit et calé).

Comme pour le transformateur, on opère sous tension réduite U_{cc} de façon à obtenir un courant de court-circuit I'_{cc} de l'ordre du courant nominal ; un ampèremètre donne I'_{cc} , un wattmètre les pertes P'_{cc} correspondantes.

On admet que le circuit magnétique n'est pas saturé, donc que le courant est *proportionnel* à la tension ; sous la tension normale U , on aurait I_{cc} tel que :

$$\frac{I_{cc}}{U} = \frac{I'_{cc}}{U_{cc}} \quad ; \quad I_{cc} = I'_{cc} \frac{U}{U_{cc}}.$$

En outre

$$\cos \varphi_{cc} = \frac{P'_{cc}}{\sqrt{3} U_{cc} I'_{cc}}.$$

3. — REPRÉSENTATION GRAPHIQUE DE LA PUISSANCE ABSORBÉE P_a , DE LA PUISSANCE UTILE P_u , DU RENDEMENT η , DU FACTEUR DE PUISSANCE $\cos \varphi$, DU GLISSEMENT g

Considérons un point de fonctionnement M sur le cercle :

- OM = I représente le courant par phase du stator ;
- $\varphi = \widehat{MOV}$, le déphasage de I sur la tension de phase V ;
- AM = I' est le courant de travail, proportionnel au courant de rotor I_2 .

Puissance absorbée P_a . Menons par M la perpendiculaire MQ à Ox :

$$MQ = OM \cos \varphi = I \cos \varphi \quad ; \quad P_a = \sqrt{3} UI \cos \varphi = \sqrt{3} U \times MQ.$$

A une échelle convenable :

$$P_a = MQ.$$

Par exemple, si le cercle des courants d'un stator en étoile est tracé à l'échelle 1 mm = 0,50 A, et si $U = 220$ V, MQ = 1 mm représente

$$P_a = \sqrt{3} U (MQ) = \sqrt{3} \cdot 220 \cdot 0,5 \approx 190 \text{ W}.$$

Puissance utile P_u . Traçons la hauteur MH du triangle rectangle AML.

QH = $I_0 \cos \varphi_0$ représente, à l'échelle des puissances, les pertes à vide P_0 .

$$MH = MQ - QH = P_a - P_0.$$

Or :

$$P_a = P_0 + P_u + (P_{js} + P_{jr}).$$

D'où

$$P_u = MH - (P_{js} + P_{jr}) ;$$

$P_{js} = 3 R_1 I^2 \approx 3 R_1 I'^2$; $P_{jr} = 3 R_2 I_2^2$. On sait que I_2 est proportionnel à I' donc

$$P_{js} + P_{jr} = k \cdot AM^2 = k \cdot AH \cdot AL.$$

AL est constante, donc la somme des pertes par effet Joule est proportionnelle à AH ; si on la représente par le segment HP, P décrit une droite qui passe :

— par le point A, puisque $I' = 0$ à vide ;

— par le point D, puisque $P_u = 0$ à l'arrêt.

Le point P décrit la droite AD dite *droite des puissances* et

$$P_u = MP.$$

Rendement :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{MP}{MQ}.$$

Couple M. On sait que

$$P_t = M \Omega_s = P_a - (P_{js} + P_{js}) \approx P_a - (P_0 + P_{js}).$$

Ω_s est constante ; M est proportionnel à AH (même raisonnement que pour P_u , mais sans P_{js}). On a donc

$$M = MN$$

le point N décrit la droite joignant A au point E de BD tel que

$$BE = P_{js} \text{ du moteur à l'arrêt.}$$

AE est la *droite des couples* (1).

Glissement g. On sait que $g = \frac{P_{jr}}{P_t}$.

Or $P_t = M \Omega_s - MN$; $P_{jr} = P_t - P_u = MN - MP = PN$

$$g = \frac{PN}{MN}.$$

(Notons qu'au lieu de mesurer directement PN, on obtient plus de précision en mesurant AN et on a : $PN = AN \times \frac{DE}{AE}$.)

4. — APPLICATIONS

Le moteur est alimenté sous tension constante ; on connaît le mode de couplage (étoile ou triangle) du primaire et sa résistance à chaud. Les essais à vide et en court-circuit ont permis de tracer le cercle des courants ; on trace ensuite, comme il a été indiqué, la droite des puissances et la droite des couples.

(1) AE coupe le cercle au point d'emballlement F, qui correspond à une vitesse infinie, à un glissement infini, à $\frac{R_2}{g} = 0$.

- rend intuitif le fonctionnement en alternateur asynchrone et le freinage à contre-courant ;
- est retenu par la *Norme* pour remplacer l'essai en charge, lorsque celui-ci est impossible, pour déterminer : P_u , les intensités primaire et secondaire, $\cos \varphi$, η , g .

E. — Démarrage des moteurs asynchrones

I. — MOTEURS A CAGE

a) Démarrage direct.

Le courant de démarrage I_n peut atteindre 5 à 6 I_N (courant nominal) : il produit donc des chutes de tension en ligne, gênantes en particulier pour l'éclairage. Le démarrage direct n'est autorisé par l'É. D. F. que pour des puissances n'excédant pas 2,5 kW ⁽¹⁾.

b) Démarrage sous tension réduite.

- *Démarrage étoile-triangle.* Le moteur est couplé en étoile lors de la mise sous tension, puis un inverseur tripolaire, manuel ou automatique, le couple en triangle lorsqu'il a acquis de la vitesse. Au démarrage, chaque phase est donc soumise à une tension $\sqrt{3}$ fois plus petite qu'en marche normale : le courant de démarrage est divisé par 3 (L. II), mais il en est de même du couple, proportionnel au carré de la tension.
- *Démarrage par autotransformateur.* Cet autotransformateur triphasé est conçu de façon à passer de la plus faible tension à la plus forte sans interruption du courant.
- *Moteurs à double cage.* Ils permettent d'augmenter le couple de démarrage sous tension réduite, en faisant intervenir une cage C_D de *grande résistance* et faible inductance (fig. E-1), tandis qu'une cage C_T plus profonde, de faible résistance et grande inductance, assure le fonctionnement normal.

Au démarrage, la pulsation des courants rotoriques est élevée ; ces courants passent donc surtout dans C_D , de faible réactance et dont la grande résistance procure un couple élevé.

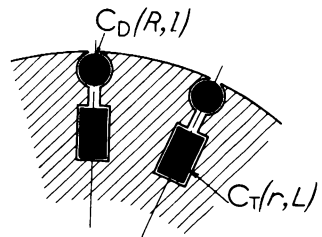


FIG. E-1. — Cage de démarrage C_D et cage de travail C_T .

En marche normale, la pulsation des courants rotoriques est très faible : l'inductance de la cage C_T ne s'oppose plus au passage de ces courants et sa faible résistance procure un bon rendement.

Les moteurs à cage sont les plus utilisés : appareils de levage (monte-charges, ascenseurs, ...), de manutention, de machines-outils...

(1) 0,75 kW seulement sur une alimentation collective d'immeuble.

2. — MOTEURS A ROTOR BOBINÉ

La surintensité est réduite, et le couple de démarrage amélioré, par insertion de résistances en série avec chaque phase du rotor ; ces résistances sont progressivement supprimées à mesure que la vitesse augmente :

— *Emploi d'un rhéostat de démarrage* (revoir fig. B-1) pour les moteurs à bagues.

Caractéristique de démarrage : figure E-2.

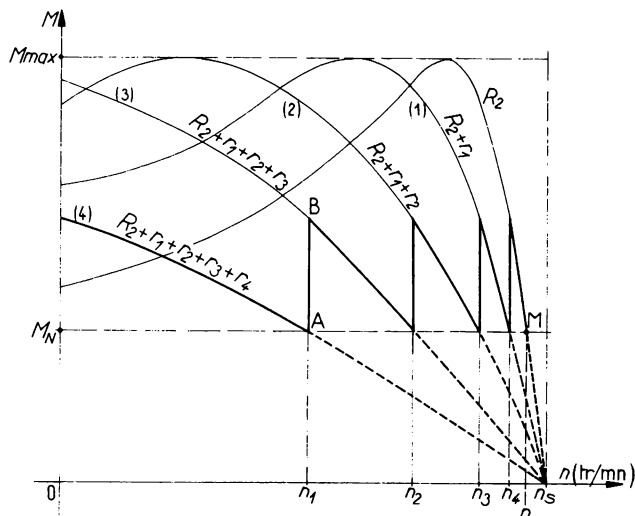


FIG. E-2. — Démarrage utilisant quatre résistances additionnelles dans le rotor. Quand on élimine la première résistance, le point de fonctionnement passe de A en B.

M : point de fonctionnement normal.

— *Moteurs à démarrage automatique.* Les résistances de démarrage sont solidaires du rotor et court-circuitées progressivement, à des vitesses déterminées, par des contacteurs centrifuges.

Les moteurs à rotor bobiné, plus coûteux, moins robustes, moins simples à manœuvrer que les moteurs à cage, ne sont utilisés que lorsque ceux-ci sont insuffisants : nécessité d'un couple de démarrage élevé, démarrage progressif, réduction de la vitesse par insertion de résistances en série avec le rotor, progressivité du freinage à contre-courant.

Applications : broyeurs, malaxeurs, batteuses, machines d'extraction, ascenseurs, téléphériques, remonte-pentes...

3. — DONNÉES NUMÉRIQUES

Nous les extrayons d'un catalogue de constructeur (D : démarrage ; N : normal).

Moteur	A cage	A double cage		A rotor bobiné	
		D. direct	D. Et.-Tr.	A bagues	Automatique
M_D/M_N	1,3 à 1,6	1,8 à 2	0,6 à 0,7	1,1 à 1,4	$\approx 1,4$
I_D/I_N	4 à 5	3 à 3,5	1 à 1,16	1,2 à 1,4	$\approx 1,5$
kVA/kW	6 à 7	4,6 à 5,4	1,35 à 1,8	1,8 à 2,2	

F. — Exercices résolus

1. Calculer le rendement du moteur du § B, pour $P_a = 5\,600\text{ W}$ sachant que les pertes supplémentaires sont de 0,5 % de la puissance nominale et qu'elles sont proportionnelles au carré du courant.

On appelle *pertes supplémentaires* l'excès des pertes réelles totales sur la somme des pertes mesurables séparément.

Solution.

On trouve au § B2 : $I = 19\text{ A}$, résistance du stator entre deux bornes : $R = 0,64\ \Omega$, d'où

$$P_{JS} = \frac{3}{2} RI^2 = \frac{3}{2} \cdot 0,64 \cdot 19^2 = 346\text{ W}.$$

D'autre part, l'essai à vide a donné : $P_{fs} + p_m \approx P_{fs} = 188\text{ W}$, de sorte que la puissance P_t transmise au rotor est :

$$P_t = P_a - (P_{JS} + P_{fs}) = 5\,600 - (346 + 188) = 5\,066\text{ W}.$$

Les pertes par effet joule dans le rotor sont :

$$P_{JR} = gP_t = 0,06 \times 5\,066 = 304\text{ W},$$

et les pertes supplémentaires ($P_N = 6\text{ kW}$) :

$$P_s = 6 \cdot 10^3 \times 0,005 \times \frac{19^2}{21,3^2} = 24\text{ W}.$$

$$D'où \quad P_u = P_t - (P_{JR} + P_s) = 4\,738\text{ W} \quad ; \quad \eta = \frac{4\,738}{5\,600} = \boxed{0,846}.$$

2. Un moteur asynchrone triphasé à 4 pôles, 50 Hz, est en étoile sous 220 V. En utilisation normale, le moteur absorbe 2 200 W, $n = 1\,425\text{ tr/mn}$, $\cos \varphi = 0,82$; les pertes fer du rotor sont négligeables; celles du stator sont égales à ses pertes cuivre; la résistance d'une phase du stator est $0,45\ \Omega$; pertes mécaniques : $p_m = 100\text{ W}$. Calculer :

1° Le couple utile.

2° Le couple résistant maximal que le moteur peut vaincre et la puissance utile correspondante, sachant que le facteur de stabilité du moteur, en utilisation normale, est égal à 2.

Solution.

$$1^\circ \quad I = \frac{P_a}{\sqrt{3} U \cos \varphi} = \frac{2\,200}{\sqrt{3} \times 220 \times 0,82} = 7,03\text{ A}.$$

$$P_{JS} = 3 r I^2 = 3 \times 0,45 \times (7,03)^2 = 67\text{ W}.$$

Puissance transmise au rotor :

$$P_t = P_a - (P_{JS} + P_{fs}) = 2\,200 - 67 \times 2 = 2\,066\text{ W}.$$

$$\text{Glissement :} \quad g = \frac{1\,500 - 1\,425}{1\,500} = 0,05.$$

Pertes par effet joule dans le rotor : $P_{JR} = gP_t = 0,05 \times 2\,066 = 103\text{ W}$

Puissance utile : $P_u = P_t - (P_{JR} + p_m) = 2\,066 - (103 + 100) = 1\,863\text{ W}.$

$$\text{Couple utile : } M_u = \frac{P_u}{\Omega} = \frac{P_u}{2 \pi n} = \frac{1\,863}{2 \pi (1\,425/60)} = \boxed{12,5\text{ m.N.}}$$

2° Le facteur de stabilité est $\frac{M_{max}}{M} = 2$:

$$M_{max} = 12,5 \times 2 = \boxed{25 \text{ m.N.}}$$

Dans la zone de stabilité, le glissement est pratiquement proportionnel au couple. (Dans l'approximation où l'on assimile la région décroissante de la caractéristique $M(n)$, p. 122, à un segment de droite.)

Le glissement correspondant à M_{max} est donc $g' = 0,05 \times 2$ et la vitesse :

$$n' = (1 - g') n_s = 0,90 \times 25 = 22,5 \text{ tr/s.}$$

$$P_u = M \Omega' = M (2 \pi n') = 25 \times 2 \pi \times 22,5 = 3\,530 \text{ W} \approx \boxed{3,5 \text{ kW.}}$$

PROBLÈMES DE LA LEÇON VIII

1. Un moteur asynchrone à 4 pôles, branché sur un réseau 380 V-50 Hz, a une puissance utile de 4 kW ; $\cos \varphi = 0,80$; $\eta = 0,80$; $n = 1\,425 \text{ tr/mn.}$ Calculer le glissement, la puissance réactive, le courant de ligne.

(D'après C. A. P. monteur-électricien.)

Réponses : 1 500 tr/mn ; 0,05 ou 5 % ; 3 750 vars ; 9,5 A.

2. Un moteur asynchrone 220-380 V, branché sur un réseau 380 V-50 Hz, absorbe 10 A ; $\cos \varphi = 0,80$; $n = 1\,450 \text{ tr/mn}$; $\eta = 0,85$.

1° Indiquer le mode de couplage et le nombre de pôles.

2° Calculer : g , P_a , P_u , M et les pertes dans le stator, de résistance $0,10 \, \Omega$ entre deux bornes.

(D'après C. A. P. électromécanicien.)

Réponses : 1° Étoile ; 4 ; 2° 3,33 % ; 5 265 W ; 4 475 W ; 29,4 m.N ; 15 W.

3. Un moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné et à bagues est alimenté sous la tension $U = 380 \text{ V}$, 50 Hz. Le stator en étoile et le rotor en triangle ont même nombre de spires par phase. Résistance à chaud entre deux bornes du stator : $R_a = 0,20 \, \Omega$. Lors d'un essai en charge, le courant absorbé est $I = 45 \text{ A}$, la vitesse de rotation $n = 1\,425 \text{ tr/mn}$ et les lectures, dans la méthode des deux wattmètres : $P_1 = 16\,850 \text{ W}$; $P_2 = + 6\,250 \text{ W}$. Les pertes fer, évaluées à 372 W, sont attribuées au stator ; les pertes mécaniques sont de 400 W. On demande :

1° Le nombre de pôles et la vitesse de synchronisme n_s .

2° La puissance P_t transmise au rotor.

3° La puissance utile et le couple utile.

4° La puissance réactive absorbée.

5° La tension entre bagues à rotor ouvert : a) rotor à l'arrêt ; b) rotor entraîné à $1\,425 \text{ tr/mn}$.

(D'après B. T. F3 1971.)

**Réponses : 1° 4 ; 25 tr/s ; 2° 22 120 W ;
3° 20 614 $\approx$ 20 600 W ; 138 m.N ;
4° 18 360 vars ; 5° 220 V ; 11 V.**

4. Un moteur asynchrone triphasé, à bagues, a les caractéristiques suivantes : 8 pôles, 50 Hz, 220 V, $P_n = 20$ kW (puissance normale absorbée). Le stator étant monté en triangle, on a réalisé :

— l'essai à vide : $P_0 = 700$ W ; $I_0 = 20$ A ;

— l'essai en court-circuit sous la tension $U_{cc} = 70$ V : $P_{cc} = 2\,000$ W ; $I_{cc} = 60$ A.

A chaud (75 °C) la résistance d'une phase du stator est $r = 0,27 \, \Omega$.

1° Construire le diagramme du cercle (U. T. E.) relatif à une phase du stator.

2° En déduire, pour le fonctionnement normal : $\cos \varphi$, I , M , g , n , η , P_{JR} .

3° Le couple maximal ; le glissement et la vitesse qui lui correspondent.

(Extrait B. T. S. électrotechnique, 1969.)

Réponses : 1° Voir § D ; échelle pour J : 1 A = 2 mm ;

2° 0,83 ; 65,8 A ; 238 m.N ; 5,2 % ; 712 tr/mn ; 0,865 ;

952 W ; 3° 370 m.N ; 0,15 ; $\approx$ 640 tr/mn.

5. Sur le diagramme du cercle du problème précédent, considérer quelques points échelonnés et tracer :

1° En fonction de P_u , les courbes de $J \left(= \frac{I}{\sqrt{3}} \right)$, $\cos \varphi$, P_a , η , M , g .

2° La courbe du couple utile M en fonction de la vitesse n en tr/mn.

Réponses : Figures B-2 et B-3 du cours.



IX. — AUTRES MOTEURS A COURANT ALTERNATIF

Le moteur asynchrone monophasé et le moteur universel sont très répandus dans les applications de faible puissance : appareils électroménagers, petites machines-outils, tourne-disques, jouets... Le moteur linéaire (triphase) est de plus en plus important pour les manutentions et les transports (aérotrain...) ⁽¹⁾.

A. — Moteur asynchrone monophasé

I. — PRINCIPE

Rappelons (L. VI) qu'un stator monophasé à $2p$ pôles produit un champ alternatif équivalent à deux champs tournants de même grandeur et de vitesses angulaires opposées $\frac{\omega}{p}$ et $-\frac{\omega}{p}$:

- leurs couples sur le rotor arrêté sont égaux et de sens opposés : le couple de démarrage est nul ;
- le rotor étant lancé, le couple de même sens de rotation devient plus grand que l'autre et le rotor est entraîné (en effet, le couple d'un moteur asynchrone triphasé augmente, avant son maximum, lorsque la vitesse relative du champ et du rotor diminue).

Le couple moteur ou *direct* M_d correspond au glissement habituel g , le couple parasite ou *inverse* M_i au glissement

$$\frac{(-\omega) - \omega'}{(-\omega)} = \frac{\omega + \omega'}{\omega} = \frac{2\omega + (\omega' - \omega)}{\omega} = 2 - g,$$

de sorte que $M_d - M_i \approx M_d$ aux vitesses utiles (fig. A-1).

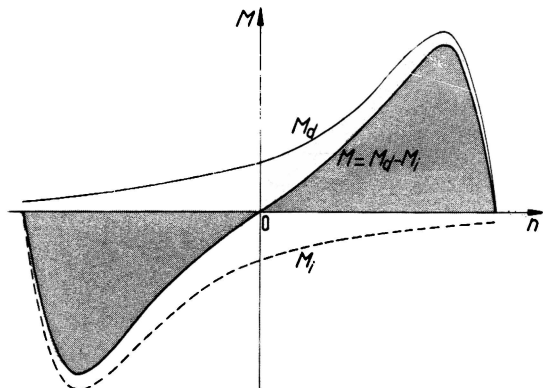


FIG. A-1. — **Couple résultant M** en fonction de la vitesse de rotation ; il est la somme algébrique des deux couples M_d et M_i .

(1) Nous ne traiterons pas le moteur à répulsion ; plusieurs constructeurs nous ont indiqué qu'il n'est plus fabriqué.

Le moteur asynchrone monophasé est un bon moteur et les dispositifs de démarrage (§ 2) sont satisfaisants.

2. — LE DÉMARRAGE S'EFFECTUE EN MOTEUR DIPHASÉ

a) Par enroulement auxiliaire (fig. A-2).

On sait qu'un enroulement monophasé laisse des encoches libres ; on y place un *enroulement auxiliaire*, que l'on alimente en parallèle avec l'enroulement principal, mais à travers un condensateur C de capacité suffisante.

Le courant principal, déphasé en arrière de la tension, et le courant auxiliaire, déphasé en avant, ont un déphasage voisin de $\frac{\pi}{2}$ et produisent un champ tournant diphasé qui assure le démarrage (aspirateurs, petites machines).

Lorsqu'un interrupteur centrifuge D élimine l'enroulement auxiliaire, en marche normale, on peut utiliser un condensateur électrolytique de *forte* capacité, peu coûteux, peu encombrant ; le couple de démarrage est plus énergique (machines à laver).

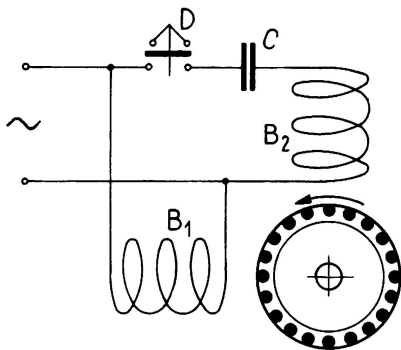


FIG. A-2. — Moteur asynchrone monophasé avec condensateur ; B₁ : enroulement principal ; B₂ : enroulement auxiliaire de démarrage.

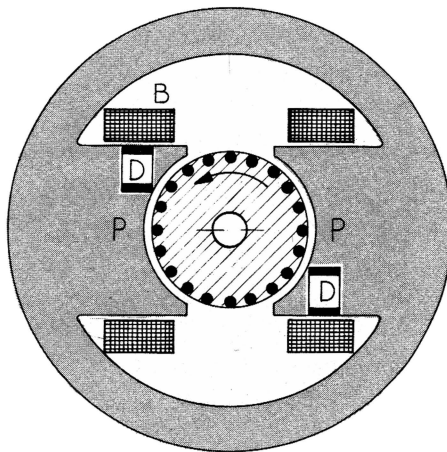


FIG. A-3. — Moteur asynchrone monophasé à démarrage par bagues (D) de déphasage ; P : pôles saillants ; B : bobines.

b) Par bagues de déphasage (fig. A-3).

Dans ce cas, l'inducteur (stator) est à pôles saillants et, sur chaque moitié de pôle, une bague en court-circuit produit un flux en quadrature avec le flux principal.

En marche normale, les bagues diminuent le rendement et ne s'utilisent donc que pour des moteurs de quelques dizaines de watts (tourne-disques, jouets, ventilateurs...).

B. — Moteur universel

C'est un moteur monophasé série. Remplacé sur les locomotives par des moteurs à courant continu alimentés par des redresseurs, il est par contre très répandu pour les petites puissances. Il est dit *universel* pour ses possibilités de fonctionnement en continu et en alternatif.

I. — PRINCIPE

- a) **Expérience.** Alimentons en alternatif un petit moteur à courant continu : il fonctionne mais s'échauffe davantage qu'en continu, produit plus d'étincelles aux balais, vibre et son couple est plus faible.
- b) **Interprétation.** Le sens de la force électromagnétique $F = Bil$ ne change pas lorsqu'on inverse simultanément B (c'est-à-dire le courant inducteur) et i (courant d'induit) : le sens de rotation reste le même quand on inverse la tension continue d'alimentation ; il fonctionne donc en alternatif.

Les pertes dans le fer sont plus grandes qu'en continu, d'où l'échauffement excessif. L'inductance de l'induit diminue le courant et par suite le couple.

Le flux alternatif produit une f. é. m. dans les spires en commutation, d'où les étincelles aux balais. Les vibrations sont dues au fait que le couple, proportionnel à ϕi donc à i^2 , est pulsatoire, alors qu'il est constant en continu.

2. — CONSTRUCTION

Elle s'efforce de corriger les défauts précédents :

- *Réduction des pertes dans le fer* : l'inducteur est feuilleté, comme l'induit.
- *Augmentation du couple.* Le courant d'excitation serait trop petit dans un inducteur en dérivation, d'inductance élevée : on adopte le moteur *série*, ce qui diminue en outre le courant de démarrage.

Pour augmenter le courant, on réduit l'inductance de l'inducteur et de l'induit :

- on diminue le nombre de spires de l'inducteur et, pour retrouver le même flux, on réduit l'entrefer ; on abandonne donc les pôles saillants et on répartit l'enroulement inducteur dans des encoches du stator (fig. B-1) ;

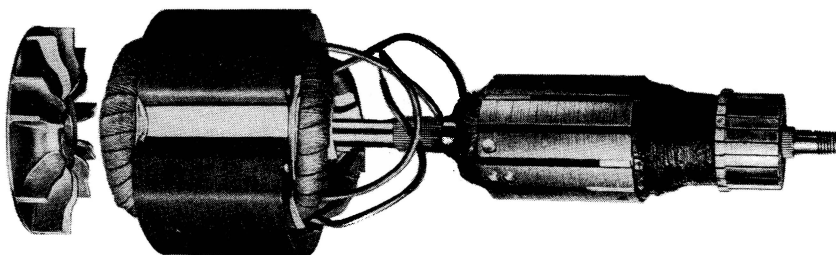


FIG. B-1. — Moteur universel :
Inducteur et induit. (Document CEM-Parvex.)

- on réduit considérablement le flux de l'induit par un enroulement de compensation (fig. B-2).

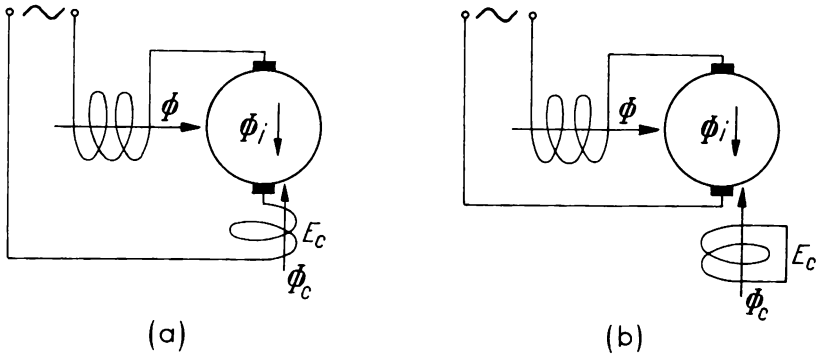


FIG. B-2. — Moteur série compensé.

E_c : enroulement de compensation.

(a) : E_c est en série avec l'induit ; Φ : flux principal ; le flux de compensation Φ_c s'oppose au flux Φ_i de réaction d'induit.

(b) : E_c est fermé sur lui-même et se comporte comme un secondaire de transformateur en court-circuit : Φ_c est en opposition avec Φ_i .

— *Amélioration de la commutation.* On peut augmenter la résistance des sections en commutation grâce à des liaisons résistantes avec le collecteur et aussi adopter des vitesses élevées pour pouvoir diminuer le flux utile (aspirateurs : 12 000 tr/mn ; moulins à café : 15 000 tr/mn).

3. — PROPRIÉTÉS A TENSION ALTERNATIVE CONSTANTE

- Le déphasage φ de I sur U varie en sens inverse de la vitesse : on adopte donc des vitesses élevées, plusieurs fois la vitesse de synchronisme.
- Le couple, puissant au démarrage, diminue lorsque la vitesse augmente. Le moteur série s'emballe à vide, en alternatif, comme en continu ; c'est sans inconvénient aux faibles puissances des moteurs universels.
- L'intensité absorbée, maximale au démarrage, est ensuite d'autant plus petite que la vitesse est plus grande.
- Les maximums de la puissance absorbée et de la puissance utile ne se produisent pas à la même vitesse.

Un diagramme du cercle basé sur l'égalité

$$\vec{U} = r\vec{I} + \vec{L}\omega\vec{I} + k\Omega\vec{I} \approx \vec{L}\omega\vec{I} + k\Omega\vec{I}$$

traduit les propriétés précédentes (Ω : vitesse angulaire de rotation ; $k\Omega I$: f. c. é. m. correspondant à la puissance utile).

C. — Moteur linéaire

I. — PRINCIPE

Imaginons qu'un moteur asynchrone à cage soit ouvert puis développé et posé sur un plan (fig. C-1) :

- l'induit peut être prolongé ⁽¹⁾ ;
- le champ de l'inducteur n'est plus tournant : il se déplace dans l'entrefer plan, nous dirons que c'est un champ *glissant* ;
- le couplage asynchrone fournit non un couple, mais une *force* appliquée à l'inducteur et une force opposée appliquée à l'induit. Dans les applications, on utilise l'une ou l'autre suivant que l'induit ou l'inducteur est fixe.

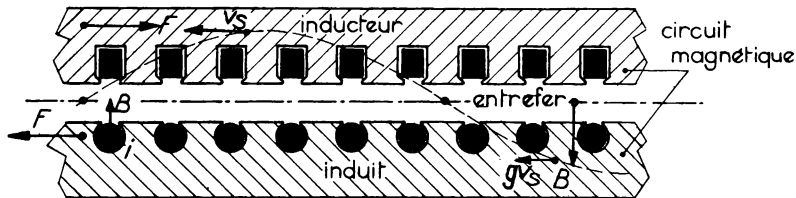


FIG. C-1. — **Moteur asynchrone à cage (développé)** : le stator et le rotor sont devenus des parallélépipèdes. Le champ glissant se déplace à la vitesse de synchronisme v_s dans l'inducteur mais seulement à la vitesse gv_s dans l'induit.

Le principe du moteur linéaire est donc identique à celui du moteur asynchrone (tournant) et les expressions du champ, du glissement, de la vitesse sont analogues, à condition de considérer des longueurs et non plus des angles.

2. — RÉALISATIONS

Elles sont très variées en dimensions et puissances, du micro-moteur pour enregistreur au moteur de 15 mètres de longueur (inducteur) et 100 MW permettant de lancer des maquettes d'avions jusqu'à 1 300 km/h.

La figure C-2 donne un exemple.

L'induit peut être :

- magnétique isotrope (fer ou acier) ;
- conducteur isotrope (cuivre, aluminium) ;
- composite, c'est-à-dire une combinaison des deux types précédents ;
- à échelle (à cage), c'est-à-dire formé de barreaux conducteurs logés dans les encoches d'un empilage de tôles magnétiques, comme ceux du moteur asynchrone à cage.

(1) L'idée du moteur linéaire a plus d'un siècle ; elle est antérieure à celle du moteur tournant. Les études théoriques sérieuses datent de la guerre 1939-1945, ainsi que la première réalisation importante, une catapulte à avions (Westinghouse) de 7 500 kW à 300 km/h, dont l'induit à cage dépassait 400 m de longueur.

L'*inducteur* peut être simple (d'un seul côté de l'induit) ou double (un inducteur de chaque côté de l'induit, fig. C-2). L'enroulement triphasé est logé dans des encoches; il comporte au moins 6 pôles pour réduire les *effets d'extrémités* (diminution de l'induction, déséquilibre entre les courants des phases) ⁽¹⁾.

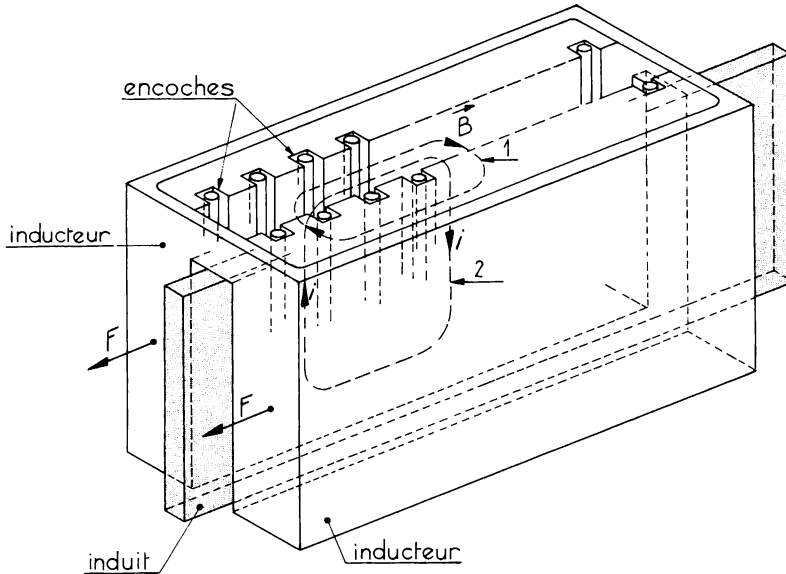


FIG. C-2. — **Moteur linéaire d'induction** à inducteur double : coupe.

1 : ligne du champ variable B .

2 : ligne du courant induit i .

F : force de Laplace entraînant l'inducteur.

Une de ses caractéristiques importantes est le *double pas* polaire λ , distance de deux pôles consécutifs de même nom, dont dépend la vitesse v_s du champ glissant. L'*entrefer* est beaucoup plus large que celui d'un moteur tournant, d'où des inductions B plus petites.

3. — PROPRIÉTÉS

a) Champ glissant.

Il est analogue au champ tournant du moteur asynchrone ⁽²⁾ : son amplitude est $1,5 B_m$ (B_m : celle de l'un des 3 champs alternatifs composants). L'induction maximale parcourt le double pas polaire λ en une période T , d'où sa vitesse (linéaire) par rapport à l'inducteur :

$$v_s = \frac{\lambda}{T} = f\lambda. \quad \boxed{v_s = f\lambda} \quad (\text{m/s, Hz, m}).$$

(1) En deux et quatre pôles, il faut ajouter des enroulements dits de *compensation* pour arrêter le champ magnétique aux limites magnétiques de la machine.

(2) Pour les expressions du champ, voir Leçon VI, Note (p. 83 à 86).

b) Glissement g .

v étant la vitesse de l'inducteur par rapport à l'induit :

$$g = \frac{v_s - v}{v_s}.$$

D'où

$$v = (1 - g) v_s \quad ; \quad \boxed{v = (1 - g) f \lambda} \quad (\text{m/s, Hz, m}).$$

Le champ se déplace dans l'induit à la vitesse $v_s - v = g v_s = g f \lambda$.

c) Puissance.

F étant la force de traction du moteur, lorsque F et v sont constantes, sa puissance utile est, par définition, le travail de F par seconde, soit

$$\boxed{P_u = F v} \quad (\text{W, N, m/s}).$$

La puissance absorbée est donnée par la relation générale $P_a = \sqrt{3} UI \cos \varphi$.

d) Caractéristique force-vitesse (fig. C-3).

Pour l'induit à échelle, la caractéristique $F(v)$ est analogue à la caractéristique couple-vitesse $M(n)$ d'un moteur asynchrone, mais la région du maximum est plus plate, en raison de l'entrefer plus large ; elle en diffère assez sensiblement pour les deux autres types principaux d'induit.

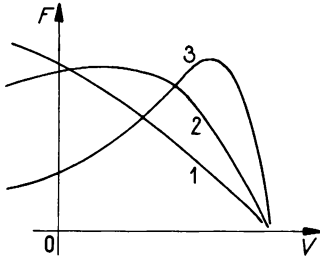


FIG. C-3. — Caractéristiques force-vitesse.

- 1 : induit magnétique isotrope ;
- 2 : induit conducteur isotrope ;
- 3 : induit à échelle (ou à cage).

4. — AVANTAGES

Moteur simple et sans organes tournants, donc robuste ; pas de transmission mécanique ; entretien réduit ; l'induit peut être associé au véhicule (chariot...) qui n'a pas besoin d'être alimenté ; puissance massique intéressante ; permet le freinage sans contacts mécaniques.

5. — INCONVÉNIENTS

Facteur de puissance plus petit que celui d'un moteur asynchrone tournant et glissement plus grand ($\sim 0,20$), donc rendement plus petit.

Ces inconvénients sont en partie compensés par l'absence d'organes de transmission, une évacuation facile de la chaleur, une meilleure poussée au démarrage.

Un moteur actuel d'aérotrain a un rendement de 0,80 et on espère atteindre 0,90 en perfectionnant le moteur linéaire.

6. — PRINCIPALES APPLICATIONS

On peut les classer en trois groupes :

- **Automatismes.** Par exemple : portes coulissantes, propulsion et freinage de plateaux de machines-outils, lanceurs de voitures pour tests de résistance aux chocs.
- **Manutentions :** monorails, ponts roulants, trains de wagonnets, monte-charges... ⁽¹⁾.
- **Transport de personnes :** aérotrains (à coussins d'air) (fig. C-4)...

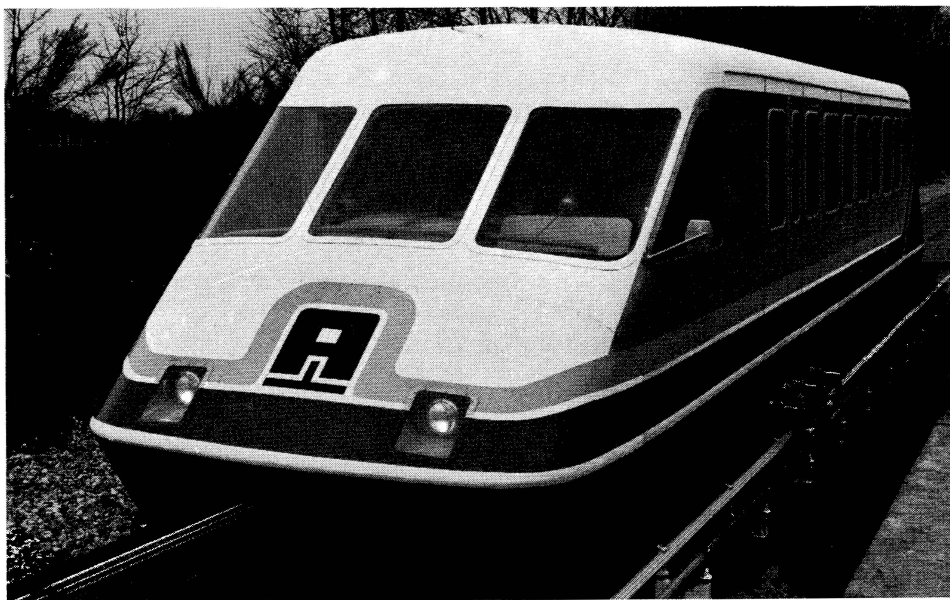


FIG. C-4. — **Aérotrain** (45 places).

A gauche et sous l'aérotrain : le rail (induit) ; à droite : la prise de courant glissante et le rail triphasé d'alimentation à 1 000 V. Puissance du moteur linéaire : 350 kW ; vitesse : de l'ordre de 200 km/h.

(Document Société de l'Aérotrain.)

D'autres applications sont à l'étude ou prévisibles : le moteur linéaire, associé à des procédés modernes d'alimentation à fréquence variable (onduleurs, p. 189), semble promis à un grand développement.

(1) Dispositif magnétohydrodynamique (M. H. D.). C'est un moteur linéaire à induit creux dans lequel l'interaction asynchrone met en mouvement un métal fondu (sodium à 200 °C...) ; c'est une pompe sans organes mécaniques.

D. — Exercice résolu

Un moteur linéaire absorbe 15 A sous 380 V-20 Hz pour monter à vitesse constante une masse $m = 100 \text{ kg}$; le facteur de puissance est 0,71, le double pas polaire $\lambda = 30 \text{ cm}$, le glissement $g = 0,20$. Calculer la vitesse et le rendement de ce moteur. On donne l'accélération de la pesanteur $g_r = 9,8 \text{ m/s}^2$.

Solution abrégée.

D'après le § C 3 :

$$v = (1 - g) f \lambda = (1 - 0,2) \times 20 \times 0,30 = \boxed{4,8 \text{ m/s.}}$$

La force produite par le moteur est égale au poids de la masse m :

$$F = mg_r = 100 \times 9,8 = 980 \text{ N.}$$

$$P_u = Fv = 980 \times 4,8 = 4\,704 \text{ W.}$$

$$P_a = \sqrt{3} UI \cos \varphi = \sqrt{3} \times 380 \times 15 \times 0,71 = 7\,020 \text{ W.}$$

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{4\,704}{7\,020} = \boxed{0,68.}$$

PROBLÈMES DE LA LEÇON IX

1. Un moteur asynchrone monophasé à 4 pôles absorbe en marche normale 5 ampères sous 220 V-50 Hz. Sachant que son facteur de puissance est 0,80 et son rendement 70 %, calculer :

1° La puissance utile de ce moteur.

2° La vitesse de rotation pour un glissement égal à 0,06.

3° Le couple moteur en charge normale.

Réponses : 1° $P_u = 616 \text{ W}$; 2° $n = 1\,410 \text{ tr/mn}$; 3° $M \approx 4,2 \text{ m.N.}$

2. Un moteur porte sur sa plaque signalétique les indications suivantes : monophasé, 50 Hz ; volts : 220 ; ampères : effacé ; $\cos \varphi = 0,65$; puissance utile : 0,55 kW ; rendement : 0,75 ; tr/mn : 1 440.

Calculer : 1° Le courant absorbé. 2° Le couple moteur.

Réponses : 1° $I \approx 5,1 \text{ A}$; 2° $M \approx 3,8 \text{ m.N.}$

3. Un moteur linéaire absorbe 700 W sous 220 V ; l'intensité est 2,7 A, le double pas polaire 25 cm, le rendement 0,64, le glissement 0,22, la force de traction 100 N. Calculer : le facteur de puissance du moteur, sa vitesse, la fréquence de la tension d'alimentation.

Réponses : 0,68 ; 4,48 m/s $\approx$ 4,5 m/s ; 23 Hz.

4. Un aérotrain, alimenté à la fréquence 88 Hz, se déplace à 180 km/h ; le glissement est 0,20 : quel est le double pas polaire ? Quelle est la longueur du moteur de 8 pôles ?

Réponses : 0,71 m. ; 2,84 m.

X. — SEMICONDUCTEURS. PROPRIÉTÉS. JONCTION PN

Les semiconducteurs (silicium, germanium, sulfures, oxydes...) sont caractérisés par une résistivité intermédiaire entre celles des métaux et des isolants et par leurs propriétés vis-à-vis de la température et de la lumière.

A. — Définitions : semiconducteurs ; type N ; type P

1. — RÉSISTIVITÉS

Elles s'échelonnent :

- pour les *métaux*, de $1,6 \cdot 10^{-6} \Omega \text{ cm}$ (argent, cuivre) à $150 \cdot 10^{-6} \Omega \text{ cm}$ (alliages pour résistances) ;
- pour les *isolants* (papiers, micanite, huiles...), de 10^{12} à $10^{18} \Omega \text{ cm}$;
- pour les *semiconducteurs*, à la température ordinaire, entre 10^{-3} et $10^7 \Omega \text{ cm}$; c'est-à-dire entre celles des métaux et des isolants. En électronique, les résistivités du silicium et du germanium utilisés sont de l'ordre de $10 \Omega \text{ cm}$ (1).

2. — ACTION DE LA TEMPÉRATURE

Comparons les filaments de deux lampes électriques 220 V-15 W, l'une à filament de tungstène (métal), l'autre à filament de carbone (semiconducteur).

- Alimentons les deux lampes sous tension croissante ; pour chaque valeur de U , notons I et calculons $R = \frac{U}{I}$: nous obtenons les courbes de la figure A-1.

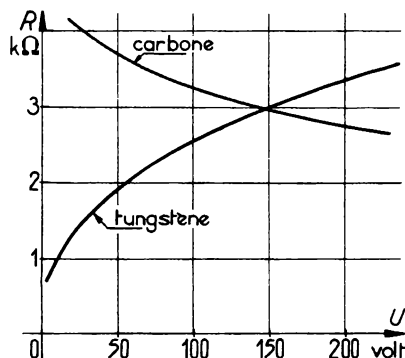


FIG. A-1. — Variations en sens inverse, des résistances d'une lampe au tungstène et d'une lampe au carbone.

(1) $\rho = 10 \Omega \text{ cm} = \frac{10}{100} \Omega \text{ m} = 0,1 \Omega \text{ m}$.

Nous ne pouvons pas mesurer la température des filaments, mais elle augmente avec U ; de même, la résistivité ρ croît avec R . Nous constatons donc que : *lorsque la température s'élève, la résistivité du tungstène augmente, tandis que celle du carbone diminue.*

Les autres métaux se comportent de façon analogue au tungstène et bien d'autres corps comme le carbone.

3. — DÉFINITION

On appelle semiconducteurs les corps dont la résistivité :

- diminue lorsque la température s'élève ;*
- est comprise entre celle des métaux et des isolants.*

Les semiconducteurs sont caractérisés en outre par divers effets photoélectriques, les variations considérables de leurs propriétés sous l'action d'impuretés, même en infime proportion, enfin par l'énergie qu'il faut fournir à un de leurs atomes pour qu'il libère un électron ⁽¹⁾.

Le semiconducteur le plus utilisé a d'abord été le **germanium**, élément plus facile à purifier que les corps composés et que le silicium, qui fond à température plus élevée ; actuellement, c'est le **silicium**, pour lequel des méthodes très spéciales de purification ont été mises au point.

Pour certaines applications, on utilise des sulfures, des arséniures... ; des recherches sont en cours sur des semiconducteurs organiques.

4. — INTERPRÉTATION PHYSIQUE DES DIFFÉRENCES ENTRE LES MÉTAUX, LES ISOLANTS ET LES SEMICONDUCTEURS

On sait (fasc. I) que le courant électrique est un déplacement d'ensemble d'électrons, sous l'action du champ électrique dû à la tension appliquée à un corps :

- Dans un métal*, chaque atome libère un électron même aux très basses températures : la densité des électrons *libres* (de se déplacer d'un point à l'autre du métal) est très grande, ce qui explique l'excellente conductibilité σ ($\sigma = \frac{1}{\rho}$).
- Dans un isolant*, au contraire, les électrons restent presque tous fixés aux atomes, même aux températures élevées : la densité des électrons libres est de l'ordre de 10^{20} fois plus petite que dans un métal, d'où une résistivité de l'ordre de 10^{20} fois plus grande.
- Un semiconducteur se comporte comme un isolant aux très basses températures, auxquelles les atomes s'agitent peu. Lorsque la température s'élève, l'agitation thermique augmente et des atomes, de plus en plus nombreux, reçoivent par choc l'énergie nécessaire à la libération d'un électron : la conductibilité augmente.*

(1) Cette énergie est nulle pour un métal, de l'ordre de 1 électron-volt pour un semiconducteur et 10 fois plus environ pour un isolant. L'électron-volt est l'énergie communiquée à un électron par une tension d'accélération de 1 volt :

1 eV = e joule = $1,60 \cdot 10^{-19}$ J.

5. — SEMICONDUCTEUR : INTRINSÈQUE, TYPE N, TYPE P

Un semiconducteur très pur est dit *intrinsèque*; sa résistivité est trop grande pour les applications. C'est pourquoi on le *dope* en ajoutant une faible proportion d'une impureté convenablement choisie. Certaines impuretés :

- *libèrent des électrons* et leurs atomes dits *donneurs* deviennent des ions positifs, fixes dans le réseau cristallin; le semiconducteur conduit par déplacement de porteurs de charge *négatifs* (électrons) d'où son nom : semiconducteur type N ;
- *captent des électrons* et leurs atomes deviennent des ions négatifs; tout se passe alors comme si le semiconducteur conduisait par déplacement de porteurs de charge positifs appelés *trous* (absence d'électrons); on l'appelle semiconducteur type P.

L'agitation thermique libère des électrons dans un semiconducteur intrinsèque; chaque électron libéré laisse un trou à la place qu'il occupait. La densité des électrons est égale à celle des trous.

Dans un semiconducteur type N, les électrons sont dits porteurs *majoritaires* et les trous, beaucoup moins nombreux, porteurs *minoritaires*. C'est l'inverse dans un semiconducteur P.

B. — Variations de la résistance : applications

I. — DIMINUTION DE LA RÉSISTIVITÉ SOUS L'ACTION DE LA TEMPÉRATURE : THERMISTANCES

Ce sont de petits disques, cylindres ou perles d'oxydes métalliques (fer, nickel, manganèse...) obtenus par *frittage* : on agglomère de minuscules grains d'oxydes par compression et chauffage à température élevée.

Leur coefficient de température est *négatif* (fig. B-1) d'où leur autre nom CTN, et, en valeur absolue, de l'ordre de dix fois celui des métaux. Applications : thermomètres; mesure et régulation de la température (fours, chaudières...); compensation de la dérive thermique de circuits électriques...

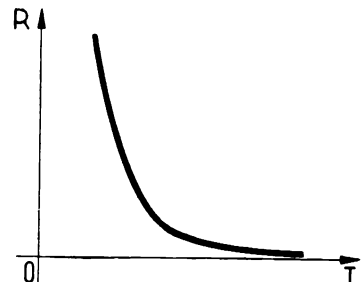


FIG. B-1. — La résistance d'une thermistance diminue très rapidement lorsque la température s'élève.

2. — DIMINUTION DE LA RÉSISTIVITÉ SOUS L'ACTION DE LA LUMIÈRE : PHOTORÉSISTANCES

Un semiconducteur devient beaucoup plus conducteur quand on l'éclaire ; en effet, la lumière est une forme de l'énergie capable de libérer des électrons, donc de diminuer la résistivité.

Les *cellules photoconductrices*, ou *photorésistances*, sont sensibles aux radiations visibles et aux radiations infrarouges.

Applications : photomètres, luxmètres, comptage, commandes automatiques...

3. — DIMINUTION DE LA RÉSISTANCE SOUS L'ACTION DE LA TENSION : RÉSISTANCES NON LINÉAIRES (fig. B-2).

Elles sont constituées de petits grains de carbure de silicium CSi (semiconducteur), agglomérés par un liant et chauffés à température inférieure à celle du frittage.

Dans ces conditions, les grains de carbure conservent leur fine pellicule d'oxyde de silicium ou silice SiO_2 que les électrons doivent franchir pour passer d'un grain à l'autre ; lorsque la tension appliquée augmente, ils franchissent plus facilement : la résistance diminue. Applications : protection contre les surtensions, régulation de tension, parafoudres...

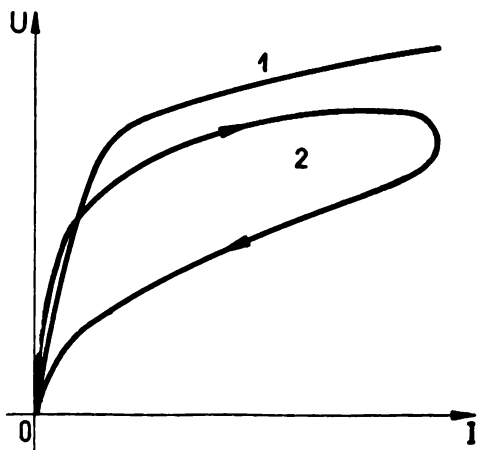


FIG. B-2. — Caractéristiques tension-courant d'une résistance non linéaire.

1 : caractéristique statique (décrite lentement).
2 : caractéristique dynamique (décrite rapidement, sous l'action d'une impulsion de tension) ; la partie inférieure traduit l'échauffement, qui accroît la conductibilité.

C. — Jonction PN

Les propriétés de la jonction PN étudiées dans ce paragraphe sont indispensables pour comprendre le fonctionnement des principaux dispositifs à semiconducteurs.

I. — DÉFINITION DE LA JONCTION

Divers procédés permettent d'obtenir dans un même monocristal ⁽¹⁾ deux régions de types opposés entre lesquelles existe une très mince région de transition appelée jonction PN ou simplement jonction (fig. C-1).

(1) **Monocristal** : solide dans lequel les atomes sont rangés de façon régulière et identique ; en l'absence de précautions lors de la solidification, un corps donne des polycristaux, ensemble de petits monocristaux enchevêtrés, impropres à la fabrication des diodes et des transistors.

Une jonction est une région de faible largeur d'un monocristal dans laquelle la conductibilité passe graduellement du type P au type N.

La largeur d'une jonction est de l'ordre du micromètre.

2. — UNE JONCTION CONSTITUE UNE BARRIÈRE DE POTENTIEL

On appelle barrière de potentiel une région de champ électrique qui ne peut être remontée que par des porteurs d'énergie suffisante.

a) Diffusion, à travers la jonction, des porteurs majoritaires.

La diffusion est un phénomène général de la physique ; toutes les particules mobiles (molécules de gaz, de liquides, d'un solide dissous ; électrons...) tendent à occuper tout le volume qui leur est offert : elles se déplacent donc vers les régions où leur densité est plus faible.

C'est pourquoi, lorsqu'on crée une jonction PN :

- les porteurs majoritaires diffusent à travers cette jonction, trous de P vers N, électrons de N vers P ;
- il en résulte une différence de potentiel $V_N - V_P (> 0)$, de quelques dixièmes de volt entre la région N qui perd des porteurs négatifs, reçoit des porteurs positifs et la région P pour laquelle c'est l'inverse ;
- un champ électrique E , dirigé de N vers P, s'établit donc dans la jonction (fig. C-1) ;
- E exerce : sur un trou la force $F_t = + eE$, de N vers P ; sur un électron, la force $F_e = - eE$, de P vers N.

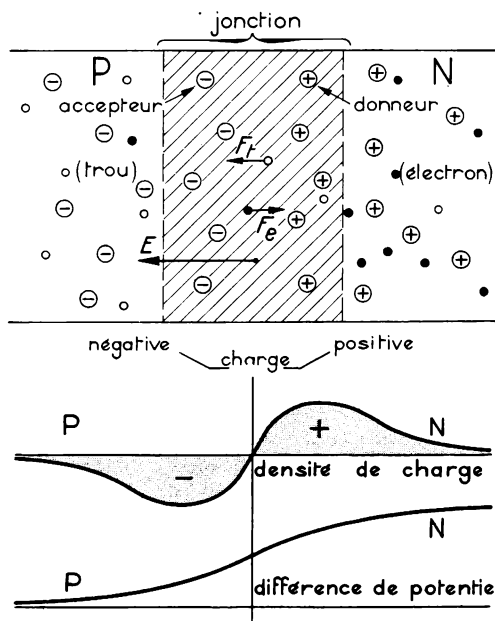


FIG. C-1. — Jonction PN.

La figure représente seulement les impuretés et les porteurs.

E : champ électrique ; $F_t = eE$: force sur un trou ; $F_e = (-e)E$: force sur un électron.

La charge positive est constituée par des atomes donneurs ionisés, la charge négative par des atomes accepteurs ionisés.

b) Le champ électrique de la jonction contrarie la diffusion des porteurs majoritaires.

En effet, la force F_e ralentit les électrons de la région N qui abordent la jonction et même y renvoie ceux dont l'énergie est insuffisante ; la force F_t agit de même sur les trous de la région P. *Seuls les porteurs majoritaires d'énergie suffisante remontent la barrière de potentiel et constituent le courant de diffusion I_D , de P vers N.*

c) Par contre, tous les porteurs minoritaires qui abordent une jonction sont projetés de l'autre côté de cette jonction.

En effet, un électron de la région P qui arrive dans le champ est happé par la force F_e dirigé de P vers N, un trou de la région N par la force F_t dirigé de N vers P.

Les porteurs minoritaires *descendent* la barrière de potentiel et sont projetés de l'autre côté, même s'ils l'abordent sans énergie (à vitesse nulle). Il en résulte un courant I_s , dirigé de N vers P et appelé *courant thermique* parce que les porteurs minoritaires proviennent de paires électron-trou créés par l'agitation thermique. En l'absence de tension extérieure appliquée à la jonction, $I_D = I_s$ et la hauteur $V_N - V_P$ de la barrière de potentiel reste constante.

d) La jonction est une région de charge d'espace (fig. C-4).

La jonction est très différente des régions P et N : les trous et les électrons en sont *chassés* par le champ électrique ; quelques-uns traversent la jonction mais ils ne peuvent y séjourner et neutraliser les ions, d'où une double couche électrique :

- côté P : ions négatifs (atomes accepteurs ionisés, par exemple B^- , ions bore) ;
- côté N : ions positifs (atomes donneurs ionisés, par exemple P^+ , ions phosphore).

Ces ions sont liés au réseau cristallin, donc fixes : la jonction est une région de *charge d'espace*, c'est-à-dire dans laquelle le semiconducteur n'est pas électriquement neutre. Par opposition, dans la région P, les ions négatifs sont neutralisés par les trous ; dans la région N, les ions positifs sont neutralisés par les électrons libres.

En résumé :

La jonction PN, avec sa double couche d'ions et son champ électrique, constitue une barrière de potentiel qui contrarie la diffusion des porteurs majoritaires mais projette de l'autre côté de la jonction tous les porteurs minoritaires qui l'abordent.

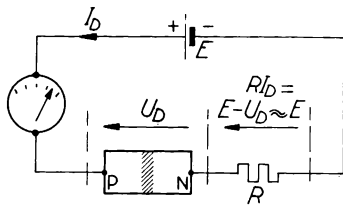


FIG. C-2. — **Jonction sous tension directe.**

Dans les diodes les plus puissantes, le courant direct est de plusieurs centaines d'ampères. U_D : chute de tension dans la diode.

3. — JONCTION SOUS TENSION EXTÉRIEURE

La jonction est alimentée par un générateur, en série avec une résistance de protection et un ampèremètre.

a) Jonction sous tension directe (fig. C-2).

La tension appliquée à une jonction est dite *directe* lorsque la région P est reliée au pôle positif du générateur, la région N au pôle négatif.

Le générateur fournit des électrons au semiconducteur N, remplaçant ainsi les électrons diffusant de N vers P à travers la jonction ; il aspire des électrons du semiconducteur P, d'où un plus grand nombre de trous diffusant de P vers N : le courant de diffusion I_D augmente et devient plus grand que le courant inverse I_s ; en pratique beaucoup plus grand : un courant $I_D - I_s \approx I_D$ parcourt le circuit (fig. C-3).

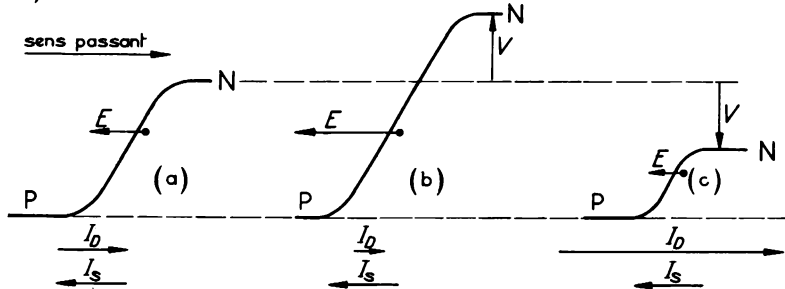


FIG. C-3. — **Jonction** : a) Sans tension extérieure ; b) Sous tension inverse ; c) Sous tension directe.

Une tension directe est en opposition avec la barrière de potentiel de la jonction, diminue cette barrière et favorise la diffusion des porteurs majoritaires ; il en résulte un courant direct important et une chute de tension faible (quelques dixièmes de volt).

b) **Jonction sous tension inverse** (fig. C-4).

La région P est réunie au pôle négatif du générateur, qui y raréfie les trous ; la région N est réunie au pôle positif qui aspire des électrons. Ces deux phénomènes diminuent le courant de diffusion.

Une tension inverse est de même sens que la barrière de potentiel de la jonction, augmente cette barrière et supprime pratiquement le courant de diffusion I_D des porteurs majoritaires ; il reste le courant inverse I_s , dû aux porteurs minoritaires, donc très petit (fig. C-3).

La figure C-5 représente la caractéristique tension-courant d'une jonction (diode de redressement).

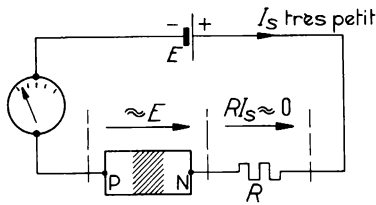


FIG. C-4. — **Jonction sous tension inverse.**

Le courant inverse est très petit, quelques microampères pour certaines jonctions. La tension inverse élargit la jonction (§ d).

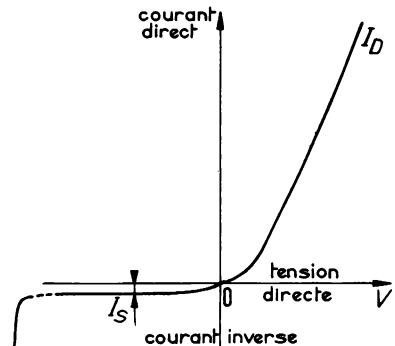
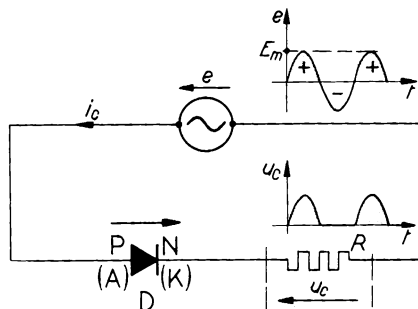


FIG. C-5. — **Caractéristique tension-courant d'une jonction (diode).**

c) **Jonction alimentée par une tension alternative** (fig. C-6).

Pendant l'alternance directe, le circuit est parcouru par un courant (I_D , § a) ; la chute directe dans la jonction est petite, donc la tension du générateur s'applique à la résistance du circuit.



Pendant l'alternance inverse, le courant inverse (I_s , § b) est négligeable, ainsi que la chute RI_s : toute la tension du générateur est appliquée à la jonction. Si cette tension dépasse une certaine valeur, caractéristique de la jonction utilisée, une décharge se produit à travers la jonction (claquage) et, en général, la détruit.

FIG. C-6. — **Jonction PN (diode de redressement) alimentée par une tension alternative**
 $e = E_m \cos \omega t$; i_c : courant redressé ; u_c : tension redressée aux bornes de la résistance de charge.

Pour des tensions de crête inférieures à la tension de claquage, la jonction laisse passer le courant dans un seul sens : c'est une soupape électrique (diode, redresseur).

Le sens passant d'une jonction est le sens de P vers N.

d) **La largeur de la jonction varie avec la tension qui lui est appliquée.**

Une tension directe diminue la barrière de potentiel, donc le champ électrique E de la jonction ; les porteurs sont chassés d'une région moins large, donc la largeur de la jonction diminue.

Au contraire, une tension inverse augmente E et chasse les porteurs d'une région plus large, c'est-à-dire augmente la largeur de la jonction ; cette augmentation est plus sensible que la diminution due à la diminution de la tension directe, beaucoup plus petite que les tensions inverses utilisées.

D. — Applications des semiconducteurs à une jonction

Indiquons quelques applications ; d'autres seront rencontrées plus tard : transistor unijonction ; grille de commande du T. E. C. (transistor à effet de champ).

I. — DIODE

C'est un cristal de germanium ou de silicium comportant une jonction PN et mis sous capot pour le protéger contre les chocs et l'humidité.

Son fonctionnement en soupape électrique (redresseur) est celui du paragraphe C 3 et sera développé dans la leçon suivante.

2. — PHOTODIODE

C'est une jonction PN, dans un capot muni d'une perle de verre qui concentre le faisceau lumineux de commande au voisinage immédiat de la jonction (fig. D-1).

On l'utilise sous tension inverse (fig. D-2, à gauche) :

- le courant d'obscurité est le courant inverse normal de la jonction ;
- la lumière libère des électrons, c'est-à-dire crée des paires électron-trou, de chaque côté de la jonction.

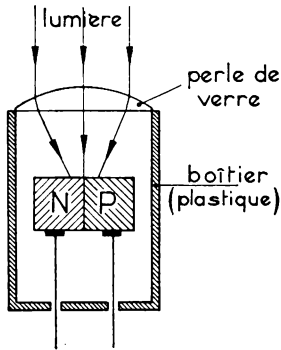


FIG. D-1. — Photodiode.

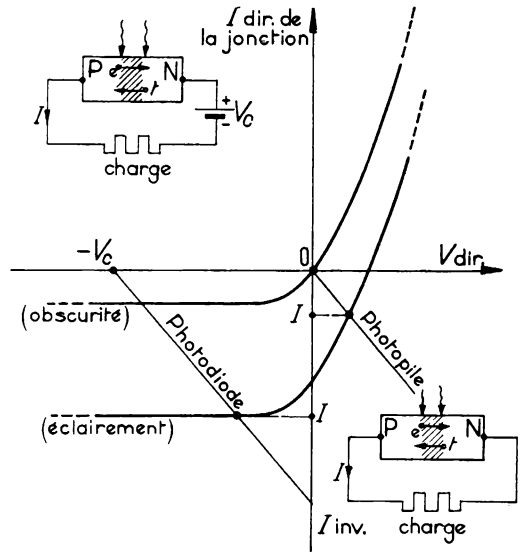


FIG. D-2. — Photodiode (à gauche) ; cellule photovoltaïque à jonction ou photopile (à droite).

Les porteurs minoritaires ainsi créés sont happés par la jonction (§ C 2) et le courant inverse augmente proportionnellement au flux lumineux incident.

Bon marché, robustes, de faible encombrement, les photodiodes sont largement utilisées dans les commandes et contrôles industriels.

3. — CELLULE PHOTOVOLTAÏQUE A JONCTION (fig. D-2, à droite)

Comme dans la photodiode, on éclaire une jonction pour augmenter son courant inverse. Mais cette cellule, dite aussi *photopile*, est utilisée *sans générateur extérieur* : elle transforme l'énergie lumineuse en énergie électrique.

Les batteries solaires au silicium, utilisées dans les techniques de pointe (télécommunications, espace), comportent une plaquette de silicium N recouverte d'une couche très mince (quelques microns) de silicium P obtenue par diffusion et transparente à la lumière ; on peut ainsi utiliser une jonction PN de grande surface et obtenir plus de puissance.

4. — DIODE A CAPACITÉ VARIABLE

C'est une jonction utilisée sous une tension inverse de polarisation V à laquelle on superpose la tension alternative v .

Par exemple : $V = -10$ volts ; $v = 2 \sin \omega t$ volts ; la tension varie donc entre -8 et -12 volts et il en résulte des variations de la largeur de la jonction, d'où

un afflux de porteurs, puis leur départ, analogues aux courants de charge et de décharge d'un condensateur ordinaire. Vis-à-vis de la tension alternative v , la jonction se comporte comme une capacité C de quelques dizaines de picofarads (pico : 10^{-12}).

La valeur de C est fonction de la polarisation V , que l'on fait dépendre de certains paramètres dans des réglages automatiques ; on a approximativement $C = \frac{k}{\sqrt{|V|}}$,

où k est une constante dépendant du type de jonction.

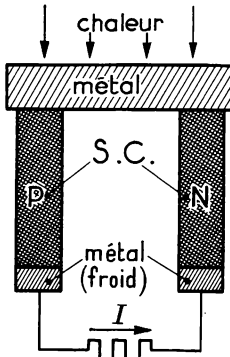


FIG. D-3. — Pile thermoélectrique.

5. — COUPLES THERMOÉLECTRIQUES

L'effet Seebeck est la production d'une f. é. m. due à la différence des températures aux deux contacts entre deux métaux différents, deux semiconducteurs, ou un métal et un semiconducteur appartenant à un même circuit.

Les couples formés de deux métaux sont très utilisés pour la mesure des températures ; leur f. é. m. est de quelques microvolts par degré. Certains couples métal-semiconducteur peuvent atteindre $200 \mu V$ par degré : leur principale application pourrait être à l'avenir la conversion directe de l'énergie calorifique en énergie électrique par les *piles thermoélectriques* (fig. D-3), déjà utilisées dans les techniques spatiales.

E. — Exercice résolu

Une plaquette d'un semiconducteur type N est un parallélépipède de longueur $l = 15 \text{ mm}$; entre les deux faces extrêmes d'aire $S = 12 \text{ mm}^2$ et métallisées, on applique une tension continue $U = 3,0 \text{ V}$: le courant est $I = 60 \text{ mA}$. Calculer :

- 1° La résistivité ρ et la conductibilité $\sigma = \frac{1}{\rho}$.
- 2° La densité de courant $J = \frac{I}{S}$ en fonction de σ et du champ électrique uniforme $E = \frac{U}{l}$; en déduire un second calcul de σ .

Solution.

$$1^\circ R = \rho \frac{l}{S} \text{ (}\Omega, \Omega \text{ m, m, m}^2\text{)} \quad , \quad \text{d'où} \quad \rho = \frac{RS}{l}.$$

$$R = \frac{U}{I} = \frac{3}{0,06} = 50 \Omega \quad ; \quad S = 1,2 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2 \quad ; \quad l = 1,5 \cdot 10^{-2} \text{ m}$$

$$\rho = \frac{50 \cdot 1,2 \cdot 10^{-5}}{1,5 \cdot 10^{-2}} = 0,04 \Omega \text{ m (ou } 4 \Omega \text{ cm)}$$

$$\sigma = \frac{1}{\rho} = \frac{1}{0,04} = 25 \text{ (}\Omega \text{ m)}^{-1}.$$

$$2^{\circ} J = \frac{I}{S} = \frac{U}{RS} = \frac{U}{\rho l} = \sigma \frac{U}{l} \quad ; \quad \boxed{J = \sigma E}$$

$$J = \frac{I}{S} = \frac{6 \cdot 10^{-2}}{1,2 \cdot 10^{-5}} = 5 \cdot 10^3 \frac{\text{A}}{\text{m}^2} \quad ; \quad E = \frac{U}{l} = \frac{3}{1,5 \cdot 10^{-2}} = 200 \frac{\text{V}}{\text{m}}$$

$$\sigma = \frac{J}{E} = \frac{5 \cdot 10^3}{200} = 25 (\Omega \text{ m})^{-1}$$

PROBLÈMES DE LA LEÇON X

1. Un parallélépipède de germanium, de longueur $l = 10$ mm, porte une mince pellicule métallique sur ses extrémités de dimensions $8 \text{ mm} \times 1,8 \text{ mm}$. La résistance entre faces métallisées est $R = 55,5$ ohms. Quelles sont :

1° La résistivité ρ de cet échantillon ?

2° La précision de cette mesure de ρ , sachant que les incertitudes relatives sur R et sur les trois dimensions sont égales à 0,01 ?

Réponses : 1° $0,080 \Omega \text{ m} = 8,0 \Omega \text{ cm}$; 2° 0,04 (ou 4 %).

2. Une thermistance a la forme d'un disque de 10 mm de diamètre et de 1,57 mm d'épaisseur. Entre les deux faces, métallisées, on mesure la résistance $R_1 = 1\,200 \Omega$ à 18°C .

1° Quelle est la résistivité ρ_{18} du semi-conducteur à 18°C ?

2° Sachant qu'à 25°C la résistance est devenue $R_2 = 900 \Omega$, calculer le coefficient de température α de la résistivité entre 18°C et 25°C .

Réponses : 1° $\rho_{18} = 60 \Omega \text{ m} = 6 \cdot 10^3 \Omega \text{ cm}$; 2° $\alpha = -0,036$.

3. La figure Pb-3 donne la caractéristique tension-courant $U(I)$ d'une thermistance, en coordonnées logarithmiques.

1° Vérifier, puis démontrer que toute parallèle à la première bissectrice représente une résistance constante.

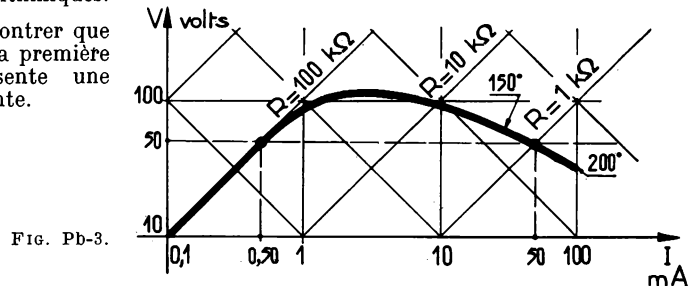


FIG. Pb-3.

2° Quelles sont les puissances dissipées dans la thermistance pour les courants

$$I_1 = 0,1 \text{ mA} \quad , \quad I_2 = 10 \text{ mA} ?$$

Pourquoi la caractéristique $U(I)$ est-elle rectiligne aux faibles intensités ?

3° Quelle est, approximativement, la tension maximale acceptée par cette thermistance ? Quelles sont les deux résistances possibles pour $V = 50$ volts ?

4° Que représentent les parallèles à la seconde bissectrice des axes ?

Réponses : 1° $\lg U = \lg I + k \dots$; 2° 1 mW ; $\approx 1 \text{ W}$; 3° $\approx 110 \text{ V}$; 100 kΩ ; 10 kΩ ; 4° des puissances constantes ($\lg U = -\lg I + k \dots$).

4. Une thermistance, de résistance $r_1 = 86 \, \Omega$ à $t_1 = 150 \, ^\circ\text{C}$, $r_2 = 28 \, \Omega$ à $t_2 = 200 \, ^\circ\text{C}$, est en parallèle avec une résistance métallique R , de résistance R_0 à $0 \, ^\circ\text{C}$ et de coefficient de température $\alpha = 0,006$ constant entre $0 \, ^\circ\text{C}$ et $200 \, ^\circ\text{C}$; la résistance équivalente est la même à $150 \, ^\circ\text{C}$ et à $200 \, ^\circ\text{C}$.

1° Expliquer cette compensation.

2° Calculer les valeurs R_0 et R_1 de R à $0 \, ^\circ\text{C}$ et $150 \, ^\circ\text{C}$.

3° Mêmes données et mêmes questions avec les deux éléments en série.

Réponses : 1° R et r varient en sens inverse ; 2° $R_0 \approx 3 \, \Omega$;
 $R_1 = 5,65 \approx 5,7 \, \Omega$; 3° $R'_0 = 193 \, \Omega$; $R'_1 = 367 \, \Omega$.

5. On mesure pour une thermistance le rapport $\frac{R_{21}}{R_{20}} = 0,97$ entre les résistances à $21 \, ^\circ\text{C}$ et $20 \, ^\circ\text{C}$.

1° Quel est le coefficient de température α entre ces températures ?

2° Sachant que la résistivité est $\rho = A e^{\frac{B}{T}}$ où A et B sont deux constantes et T la température absolue ($T = t + 273$), déterminer B .

Réponses : 1° $\alpha = -0,03$; 2° $B = 2575$.

6. Le courant dans une résistance non linéaire est de la forme $I = KU^n$ où U est la tension appliquée, K et n des constantes. Deux mesures ont donné : $U_1 = 25 \, \text{V}$, $I_1 = 2 \, \text{mA}$ et $U_2 = 43 \, \text{V}$, $I_2 = 14 \, \text{mA}$.

1° Calculer l'exposant n , puis K .

2° Établir une relation entre la résistance statique $R = \frac{U}{I}$ et la résistance dynamique

(ou différentielle) $R_d = \frac{dU}{dI}$ où dI est l'accroissement de I correspondant à l'accroissement dU de U . Calculer R et R_d pour $U_1 = 25 \, \text{V}$, puis $U_2 = 43 \, \text{V}$.

3° Le courant ayant la valeur $I_2 = 14 \, \text{mA}$, on le fait varier de 5 % : quelle est la variation relative $\frac{dU}{U}$ de la tension ?

Réponses : 1° $n = 3,59$; $K = 1,95 \cdot 10^{-5}$; 2° $R_d = \frac{R}{n}$; $R_1 = 12,5 \, \text{k}\Omega$
 $R_{d1} = 3,48 \approx 3,5 \, \text{k}\Omega$; $R_2 = 3,07 \approx 3,1 \, \text{k}\Omega$;
 $R_{d2} = 0,865 \, \text{k}\Omega$; 3° $1,39 \approx 1,4 \, \%$.



XI. — DIODE A JONCTION. REDRESSEMENT

La constitution et le principe de fonctionnement sont indiqués dans la leçon précédente; celle-ci étudie la caractéristique courant-tension et l'emploi dans les redresseurs.

En outre, quelques indications sont données sur la diode Zéner et les redresseurs secs au sélénium.

A. — Caractéristique courant-tension

On sait (L. X, § C) que le *sens passant* est celui de P vers N dans la jonction; le semiconducteur P constitue l'anode, le semiconducteur N : la cathode.

I. — MONTAGE (fig. A-1).

E est une tension réglable, R de 100 à 200 Ω , une résistance de protection, D la diode. Un voltmètre et un milliampèremètre indiquent la tension $V = V_A - V_K$ aux bornes de la diode et le courant I qui la traverse.

Avec les connexions représentées, V est une tension directe et le courant obtenu I un courant direct. Pour $V = 0,78$ volt, on trouve $I = 150$ mA.

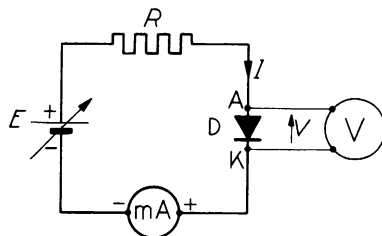


FIG. A-1.

Inversons les connexions de la diode : le milliampèremètre indique zéro, mais un microampèremètre permettrait de déceler un très faible *courant inverse*; la tension $V = V_A - V_K < 0$ est la *tension inverse* supportée par la diode; d'ailleurs $V \approx -E$ puisque $I \approx 0$ et que dans un circuit ouvert, la f. é. m. du générateur se retrouve aux bornes de la coupure.

2. — CARACTÉRISTIQUE DIRECTE (fig. A-2).

Nous avons trouvé avec la diode utilisée (BY 127) :

V (V)	0	0,49	0,60	0,61	0,62	0,66	0,69	0,71	0,73	0,75	0,76	0,77	0,78
I (mA)	0	0	3	4	5	10	20	30	50	75	100	125	150

Le courant direct est pratiquement nul jusqu'à 0,5 V; la caractéristique présente alors un coude, puis s'élève très rapidement. Aux fortes valeurs du courant, cette caractéristique est pratiquement confondue avec une droite dont le prolongement coupe l'axe des tensions pour une tension V_0 appelée *tension de seuil* de la diode : environ 0,7 V pour les diodes au silicium, 0,4 V pour les diodes au germanium.

En un point donné, la résistance directe est $R_D = \frac{\Delta V}{\Delta I}$; très grande aux faibles courants, elle diminue ensuite et devient presque constante aux forts courants :

$$R_D = \frac{0,78 - 0,73}{0,15 - 0,05} = \frac{0,05}{0,10} = 0,5 \, \Omega.$$

Une valeur moyenne pour le calcul de la chute de tension serait, avec la notation utilisée pour les redresseurs (indice D : direct ; fig. A-3) :

$$R_D = \frac{v_D - V_0}{i_D} = \frac{0,76 - 0,72}{0,1} = 0,4 \, \Omega.$$

3. — CARACTÉRISTIQUE INVERSE (fig. A-2).

La partie gauche de la figure A-2 en donne l'allure ; par rapport à la partie droite, l'échelle des tensions est réduite et au contraire celle des courants dilatée (micro-ampères).

A la tension de claquage, le courant inverse devient très grand (L. X, § C 4) et la jonction est détruite ⁽¹⁾.

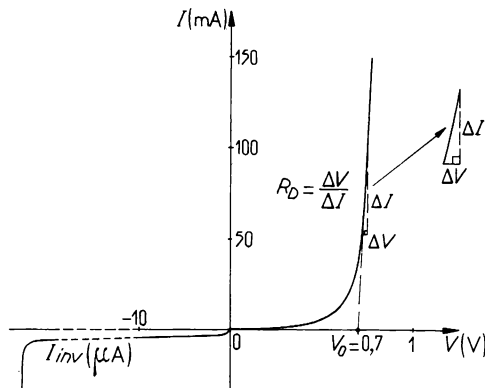


FIG. A-2.

Les performances d'une diode sont donc limitées par l'échauffement dû au courant direct et par la tension inverse maximale qu'elle peut supporter.

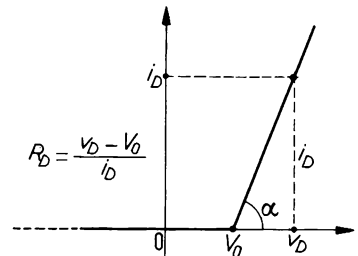


FIG. A-3. — Caractéristique idéalisée de la diode à jonction $R_D = \cotg \alpha$.

4. — SCHÉMA ÉQUIVALENT A UNE DIODE (AUX B. F.)

a) **Sous tension inverse.** Pratiquement, le courant inverse est négligeable : la diode est équivalente à un interrupteur ouvert.

b) **Sous tension directe.** On idéalise la caractéristique directe sous forme de deux droites (fig. A-3) :

— l'axe des tensions entre 0 et V_0 (seuil) ;

— une droite de pente $\frac{1}{R_D}$ pour $v_D > V_0$.

(1) Sauf pour les diodes dites « à avalanche contrôlée » conçues pour que le claquage ne les détruise pas et pour les diodes Zéner (§ D).

D'où le schéma équivalent (fig. A-4) et l'expression de la chute de tension directe v_D :

$$v_D = V_0 + R_D i_D.$$

(Pour le calcul des pertes, voir le problème n° 5.)

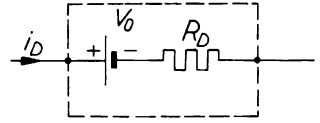


FIG. A-4. — Schéma équivalent à une diode à jonction sous tension directe.

REMARQUE. — Lorsque la f. é. m. du générateur est beaucoup plus grande que v_D , on adopte pour certains calculs l'approximation de la diode parfaite : résistance inverse infinie, chute directe nulle.

B. — Redressement

Un redresseur est un appareil produisant du courant *continu* à partir d'une source *alternative*.

Nous en connaissons le principe (fasc. III et leçon précédente) : une diode, en série dans un circuit alimenté par une tension alternative, ne laisse passer le courant que dans un sens.

Nous considérons d'abord le cas le plus simple : le circuit de charge est une résistance R ; la tension redressée instantanée u_c et le courant instantané i_c sont proportionnels ainsi que leurs valeurs moyennes U_c et I_c :

$$u_c = R i_c \quad ; \quad U_c = R I_c.$$

I. — REDRESSEURS A ALIMENTATION MONOPHASÉE

a) Redressement monophasé (dit *monophasé simple alternance*).

Dans le cas d'une soupape parfaite, l'alternance *positive* de la tension d'alimentation v est appliquée à R (fig. B-1 a), tandis que l'alternance *négative* est appliquée à la diode (fig. B-1 b), comme tension inverse (§ A).

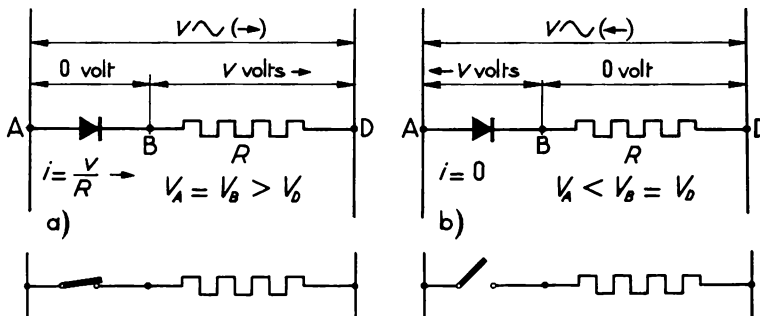
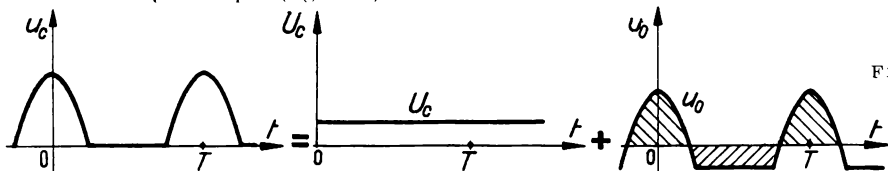


FIG. B-1 : V_A , V_B , V_D : potentiels des points A, B, D.

Un voltmètre pour tension continue, connecté aux bornes de la charge, indique la tension continue moyenne U_c ; on a :

$$u_c = U_c + u_0.$$

u_0 est la tension d'ondulation, alternative (c'est-à-dire de valeur moyenne nulle), mais non symétrique (fig. B-2).



Soit V_m l'amplitude de la tension d'alimentation ; on a $(u_c)_{\max} = V_m$. D'autre part, nous savons (fasc. III) que la valeur moyenne de l'arche de sinusoïde est $\frac{2}{\pi} V_m$.

Comme u_c est nulle pendant l'autre demi-période, sa valeur moyenne est :

$$U_c = \frac{1}{\pi} V_m = 0,318 V_m.$$

REMARQUE. — Tenons compte de la tension de seuil V_0 de la diode. Pendant l'alternance positive de v , on a $u_c = v - V_0$, de valeur moyenne $\frac{2}{\pi} V_m - V_0$; pendant l'autre alternance, on a $u_c = 0$; donc pour une période complète :

$$U_c = \frac{V_m}{\pi} - \frac{V_0}{2}.$$

Le redressement monophasé n'est utilisé qu'aux très faibles puissances et le plus souvent avec filtrage (§ C 3).

b) Redressement biphasé.

C'est le cas le plus simple de redressement polyphasé ; toutefois, comme l'alimentation est monophasée, on l'appelle aussi *redressement monophasé double alternance*. Il est réalisé par deux montages différents :

— *Redresseur biphasé à simple voie* (fig. B-3). Les tensions biphasées (L. I et IV) v_1 et $v_2 = -v_1$ s'obtiennent entre extrémités et point médian d'un secondaire de transformateur. Les diodes 1 et 2 fonctionnent alternativement et le courant n'est jamais interrompu.

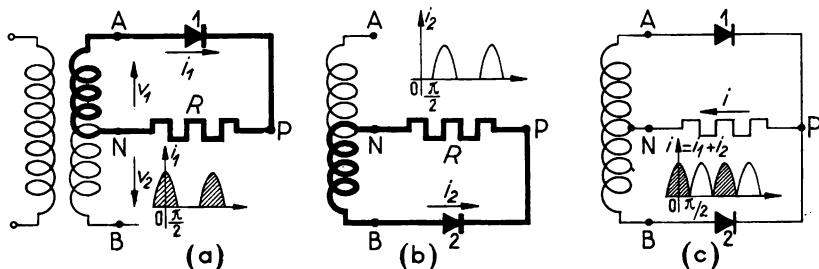


FIG. B-3.

Pour la même valeur de la tension appliquée à un circuit diode-charge, la tension redressée moyenne U_c est 2 fois plus grande qu'en monophasé simple alternance et l'ondulation plus petite.

Ce montage est dit à *simple voie* parce que chacun des conducteurs de phase (et chaque demi-secondaire) est parcouru par un courant unidirectionnel.

— *Redresseur biphasé à double voie ou pont redresseur* (fig. B-4).

Il utilise quatre soupapes disposées suivant les côtés d'un quadrilatère ; dans l'une des diagonales du pont est insérée la source, dans l'autre la charge ; deux soupapes opposées conduisent simultanément pendant une alternance, les deux autres pendant l'alternance opposée.

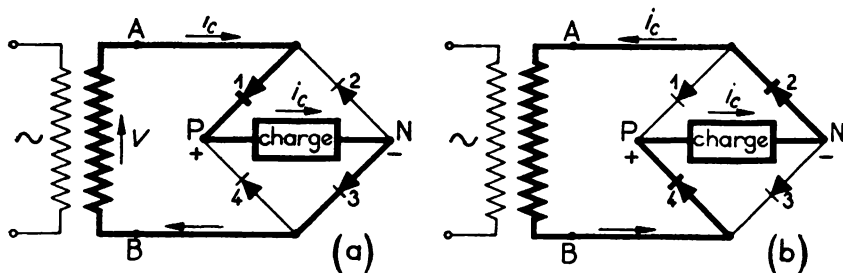


FIG. B-4. — Pont redresseur.

a) Conduction des diodes 1 et 3.

b) Conduction des diodes 2 et 4 : le courant est de même sens dans la charge, mais non dans le secondaire.

Comme dans le montage précédent : le pôle positif du redresseur est réuni à deux cathodes, la tension redressée comporte deux crêtes par période de la tension d'alimentation, la fréquence de l'ondulation est le double de celle de la tension d'alimentation.

Par contre, les fils d'alimentation du pont (et le secondaire) sont parcourus par un courant alternatif, d'où le terme *montage à double voie*.

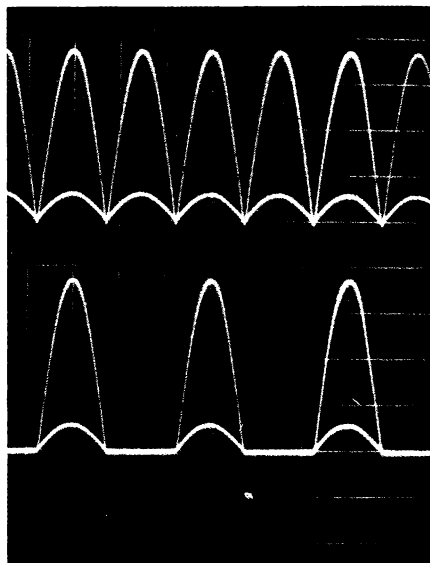
L'oscillogramme du haut de la figure B-5 montre la tension et le courant redressés d'un pont de diodes au silicium débitant sur résistance pure ; celui du bas, le redressement monophasé obtenu en débranchant une diode du pont.

Le montage à pont est facile à réaliser avec des diodes à semiconducteur et peut se passer de transformateur ; il est plus répandu que le montage à simple voie.

La tension continue moyenne est :

$$U_c = \frac{2}{\pi} V_m = 0,637 V_m.$$

FIG. B-5.



Notons que si l'on tient compte du seuil V_0 des diodes, on a :

$$U_c = \frac{2}{\pi} V_m - 2 V_0.$$

2. — REDRESSEURS POLYPHASÉS A ALIMENTATION TRIPHASÉE

Le redressement polyphasé permet d'obtenir sans filtrage ou avec un filtrage par inductance en série des tensions très voisines de tensions continues constantes. Il est toujours utilisé dès que la puissance dépasse quelques kilowatts et doit être demandée au réseau triphasé.

a) Redresseur triphasé à simple voie (fig. B-6).

Trois soupapes redressent les tensions triphasées v_1, v_2, v_3 d'un secondaire en étoile ; à tout instant, la phase secondaire qui débite est celle qui produit la tension la plus élevée d'où, lorsqu'on néglige les chutes internes, la courbe $u_c(t)$ de la tension redressée, à trois crêtes par période du réseau (fig. B-7).

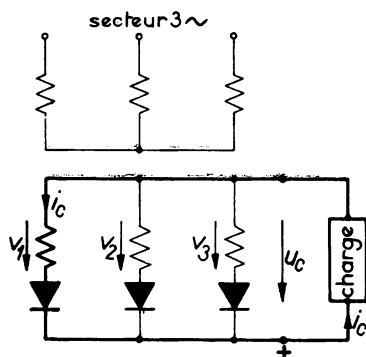


FIG. B-6. — On démontre que

$$U_c = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m = 0,827 V_m.$$

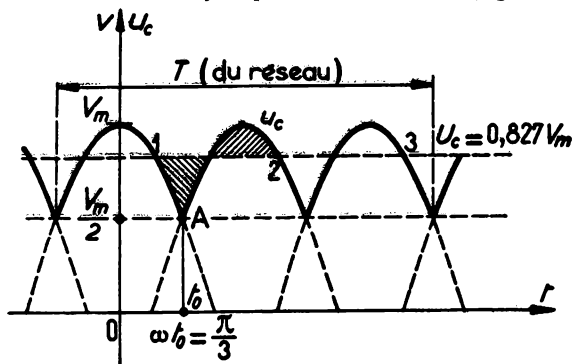
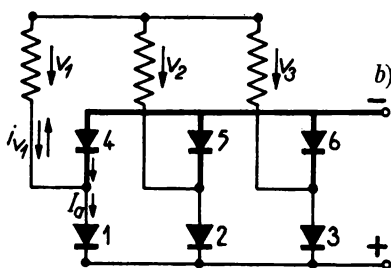


FIG. B-7.

On redresse de façon analogue un système de tensions hexaphasées ou dodécaphasées (L. V), mais ces montages, qui donnent des tensions continues presque sans ondulation, ne sont pas utilisés en pratique ; en effet, chaque soupape et chaque phase secondaire du transformateur restent inutilisées, à chaque période, pendant $\frac{5T}{6}$ (hexaphasé) ou pendant $\frac{11T}{12}$ (dodécaphasé), ce qui n'est pas rentable.



On leur préfère les montages à double voie (§ suivant).

b) Redresseur triphasé à double voie (montage en pont triphasé, montage Graetz) (fig. B-8).

C'est une extension du pont biphasé (que l'on obtiendrait en supprimant une phase du transformateur et les deux soupapes correspondantes).

FIG. B-8. — Montage Graetz.

Comme le pont biphasé, pour une même tension secondaire qu'en simple voie, le montage Graëtz :

- double la tension continue moyenne U_c ;
- double le nombre de crêtes de la tension continue instantanée u_c et par suite diminue l'ondulation;
- utilise mieux les diodes et le secondaire; chaque diode et chaque phase secondaire débitent pendant les $\frac{2}{3}$ de chaque période ($\frac{1}{3}$ pour le montage à simple voie).

Le secondaire d'un redresseur à simple voie ne peut être qu'en étoile ou en zigzag; celui d'un redresseur à double voie peut aussi être en triangle.

Depuis l'avènement des diodes à jonction, les montages à double voie ont supplanté les autres.

3. — REDRESSEURS SECS AU SÉLÉNIUM

Un élément redresseur comporte trois parties (fig. B-9) :

- une mince couche de semiconducteur (sélénium);
- un alliage métallique formant avec le semiconducteur un contact redresseur A;
- une contre-électrode B servant à répartir le courant, à la protection et au refroidissement.

Moins cher que les diodes au silicium, ils sont très employés pour produire les tensions continues inférieures à 50 volts avec des intensités de 0,1 A à 50 A par plaque et une chute de 1,6 à 1,7 volt (électrolyse, charge d'accumulateurs, alimentation de centraux téléphoniques, d'arcs (cinéma, soudure...)).

Second domaine d'application : la très haute tension.

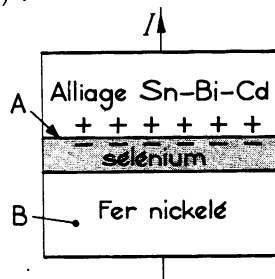
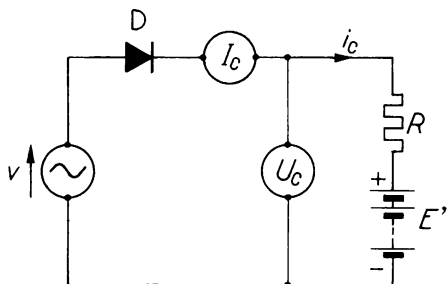


FIG. B-9. — Redresseur au sélénium.

C. — Redresseur : débit sur force contre-électromotrice

C'est le cas des chargeurs de batteries d'accumulateurs, des alimentations de moteurs à courant continu, des redresseurs munis de capacités de filtrage.



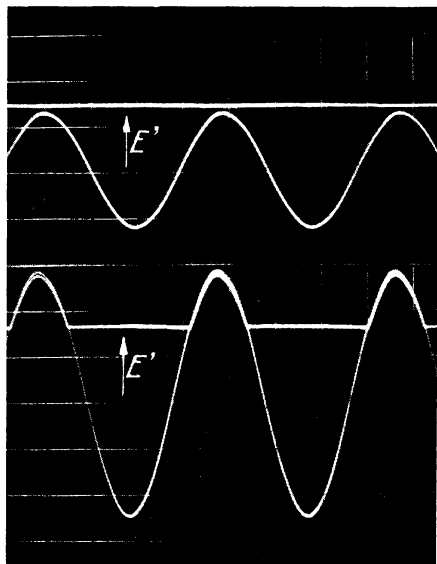
I. — PRINCIPE

a) Expérience ; mesures.

Pour simplifier, adoptons comme récepteur une batterie de piles, de f. é. m. E' utilisée en f. c. é. m. pour le redresseur (fig. C-1); une résistance R , en série, est nécessaire pour limiter l'intensité.

FIG. C-1. — Débit d'un redresseur sur f. c. é. m. (charge d'accumulateurs...).

Nous avons : $R = 10 \, \Omega$; $E' = 31 \, \text{V}$; résistance interne de la pile : $r = 3 \, \Omega$.
En l'absence de la tension d'alimentation $v = V_m \cos \omega t = V \sqrt{2} \cos \omega t$, le voltmètre mesure E' .



Augmentons progressivement $V_m = V \sqrt{2}$: l'ampèremètre ne dévie pas tant que $V_m < E'$ (oscillogramme supérieur) ; il dévie pour $V_m > E'$ et le voltmètre indique la tension continue moyenne $U_c > E'$ aux bornes du récepteur. U_c , et le courant continu moyen I_c qu'indique l'ampèremètre, augmentent avec la tension d'alimentation ; l'oscillographe (fig. C-2, en bas) montre que la tension instantanée u_c est égale à E' tant que $v \leq E'$ et que la région $u_c > E'$ augmente en amplitude et durée avec la tension d'alimentation.

FIG. C-2. — Cliché supérieur :

$V_m = 18 \sqrt{2} \approx 26 \, \text{volts} < E' = 31 \, \text{volts}$. Pas de courant.

Cliché inférieur :

$V_m = 39 \sqrt{2} \approx 50 \, \text{volts} > E' = 31 \, \text{volts}$.

Courant moyen : $I_c = 0,33 \, \text{ampère}$; tension continue moyenne aux bornes de la charge : $U_c = 35 \, \text{volts}$.
Calibre de l'oscillographe : 20 volts par carreau.

b) Interprétation.

La tension instantanée *directe* pour la diode est $v - E'$, de valeur maximale $V_m - E'$.

Tant que $V_m < E'$, la tension directe est négative : la diode est sous tension inverse pendant toute la période et ne laisse passer aucun courant.

Pour $V_m > E'$, la tension directe est positive pendant une partie de la période, d'où l'existence d'un courant.

L'égalité $v = E'$ donne l'instant t_0 du début de la conduction ; si $v = V_m \sin \omega t$:

$$\sin \omega t_0 = \frac{E'}{V_m}.$$

Le courant i_c existe entre t_0 et $\frac{T}{2} - t_0$; sa durée est $\frac{T}{2} - 2t_0$.

Si $v = V_m \cos \omega t$, on a : $E' = V_m \cos \omega t_0$; i_c existe de $-t_0$ à t_0 .

REMARQUE. — La tension inverse maximale se produit pour $v = -V_m$ et vaut $V_m + E'$.

2. — CHARGEUR DE BATTERIES D'ACCUMULATEURS

Il utilise un pont de diodes : les phénomènes précédents se répètent deux fois par période de la tension d'alimentation. Il comporte en outre des dispositifs de régulation du courant en fonction de la tension E' qui croît pendant la charge.

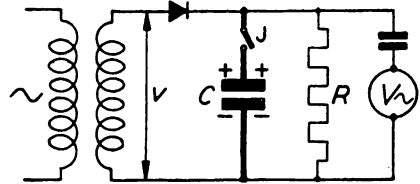
3. — FILTRAGE PAR CONDENSATEUR

a) Mesures (fig. C-3).

Disposons un condensateur $C = 25 \mu\text{F}$ aux bornes de la charge R . Nous obtenons pour une tension d'alimentation $V = 120 \text{ volts}$:

- *sans filtrage* (interrupteur J ouvert) : $U_c = 54 \text{ V}$; $I_c = 50 \text{ mA}$; $U_0 = 66 \text{ V}$ (ondulation mesurée avec un voltmètre pour tensions alternatives) ;
- *avec filtrage* (J fermé) : $U_c = 132 \text{ V}$; $I_c = 125 \text{ mA}$; $U_0 = 23 \text{ V}$.

FIG. C-3. — **Filtrage par condensateur.**
Le voltmètre représenté mesure l'ondulation U_0 .



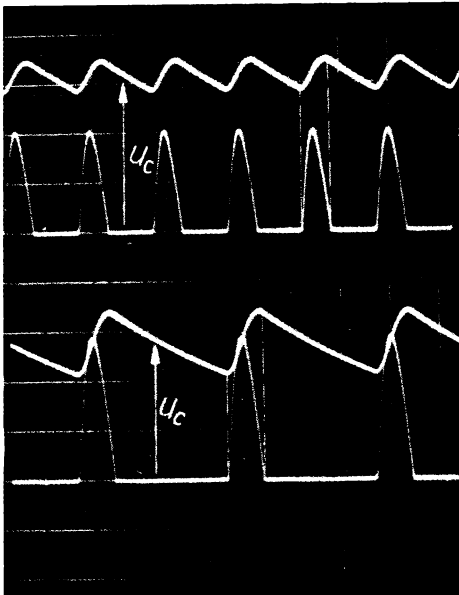
Un condensateur de filtrage :

- *diminue considérablement l'ondulation* ;
- *augmente la tension et le courant redressés.*

Ces effets augmentent avec la capacité de filtrage.

b) Interprétation.

Lorsque $v > u_c$, la soupape débite et alimente simultanément la charge et le condensateur : la tension instantanée u_c croît ; la soupape est sous tension inverse pendant le reste de la période ($v < u_c$), mais le condensateur se décharge partiellement dans R où le courant n'est jamais interrompu.



REMARQUES.

- 1° Ces phénomènes se répètent deux fois par période pour un pont, comme le montrent les oscillogrammes de la figure C-4.
- 2° u_c remplace la f. c. é. m. E' du paragraphe 1, avec toutefois une augmentation pendant le débit de la soupape.

FIG. C-4. — **Filtrage par $C = 1\,000 \mu\text{F}$.**

En haut : pont ; **en bas** : redressement monophasé obtenu en débranchant une diode du pont.

Calibres. — Tensions : 10 V/div. ; courants : $2 \text{ V/div. sur } 1 \text{ ohm}$. Le niveau zéro est le même pour le courant et la tension correspondante.

D. — Diode Zéner

Les diodes Zéner sont des diodes à jonction, au silicium, dont la résistance inverse s'effondre *brusquement* pour une tension inverse de claquage bien déterminée — dite *tension de Zéner* — qui dépend du type. Il en résulte la possibilité de réguler la tension aux bornes d'un récepteur en parallèle avec la diode (1).

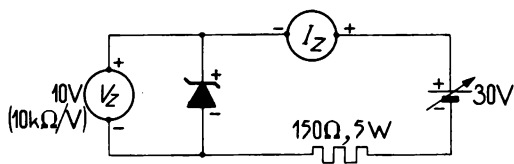


FIG. D-1.

I. — MESURES

La caractéristique directe est celle d'une diode ordinaire et peut être mesurée avec un montage analogue à celui de la figure D-1 qui donne la caractéristique inverse $V_z(I_z)$.

I_z (mA)	1	2	5	10	20	40	80	120	150
V_z (V)	4,95	5,20	5,50	5,63	5,70	5,80	5,83	5,88	5,90

La figure D-2 représente les caractéristiques directe $V_D(I_D)$ et inverse $V_z(I_z)$. On constate que pour un fonctionnement en Zéner entre 20 et 140 mA, V_z ne varie que de :

$$\frac{5,88 - 5,70}{5,83} \times 100 = 3,1 \%$$

(Et seulement 1,6 % de part et d'autre de la valeur moyenne $V_z = 5,83$ V pour

$$I_z = \frac{140 + 20}{2} = 80 \text{ mA}).$$

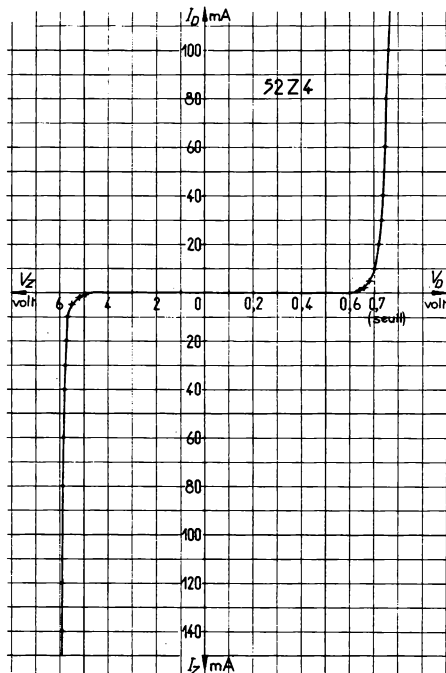


FIG. D-2.

(1) Pour une étude plus complète, voir MOUNIC et RICARD : *T. P. d'Électronique*, Fasc. III, et MOUNIC : *Semiconducteurs*, 1^{re} P.

2. — STABILISATEUR SIMPLE (fig. D-3).

Lorsque la tension continue d'alimentation V_e et la charge R varient, la tension de sortie U_s est stabilisée, c'est-à-dire que sa variation relative est bien moindre que celles de V_e ou R .

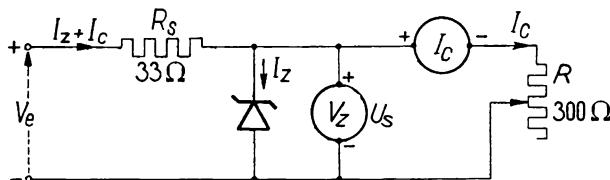


FIG. D-3.

Par exemple, à charge constante $R = 60 \Omega$, U_s croît de 5,60 à 5,95 V ($\frac{\Delta U_s}{U_s} = \frac{0,35}{5,8} = 0,06$) lorsque V_e croît de 9 à 15 V ($\frac{\Delta V_e}{V_e} = \frac{15-9}{12} = 0,50$).

E. — Exercice résolu

Un redresseur biphasé à pont est alimenté par une tension alternative $V = 220$ volts. Calculer :

- 1° La tension continue idéale (ou fictive) à vide U_{ci} , tension continue moyenne en l'absence de débit, calculée en négligeant les chutes dans les diodes.
- 2° La tension continue à vide U_{co} , sachant que la tension de seuil d'une diode est $V_0 = 0,7$ volt (silicium).
- 3° La tension continue U_c pour une charge $R = 100$ ohms, sachant que la résistance dynamique directe d'une diode est $R_D = 0,4 \Omega$.

Solution.

- 1° U_{ci} est la valeur moyenne d'une arche de sinusoïde d'amplitude $V_m = V\sqrt{2}$
 $= 220\sqrt{2}$:

$$U_{ci} = \frac{2}{\pi} V_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V = 0,90 V = 0,90 \times 220 = \boxed{198 \text{ V.}}$$

- 2° Chaque voie comporte deux diodes en série :

$$U_{co} = U_{ci} - 2 V_0 = 198 - 1,4 = 196,6 \approx \boxed{197 \text{ V.}}$$

- 3° D'après le schéma équivalent d'une diode (V_0 et R_D en série), le courant et la tension instantanés sont :

$$i_c = \frac{v_D - 2 V_0}{R + 2 R_D}; \quad u_c = R i_c = \frac{v_D - 2 V_0}{1 + 2 \frac{R_D}{R}}.$$

D'où la tension continue moyenne :

$$U_c = \frac{U_{ci} - 2 V_0}{1 + \frac{2 R_D}{R}} = \frac{U_{co}}{1 + \frac{2 R_D}{R}} = \frac{196,6}{1 + \frac{0,8}{100}} = \boxed{195 \text{ V.}}$$

L'intensité moyenne du courant est $I_c = \frac{U_c}{R} = \frac{195}{100} = 1,95$ A dans la charge R et $\frac{I_c}{2} \approx 0,98$ A dans une diode.

PROBLÈMES DE LA LEÇON XI

1. Mêmes questions que pour l'exercice résolu, avec le même type de diode et la même tension d'alimentation :

1° Pour un redresseur monophasé.

2° Pour un redresseur à prise médiane au secondaire.

Réponses : 1° 99 V ; 98,3 V ; ≈ 98 V ; 2° 198 V ; 197,3 V ; 196,5 V.

2. 1° Un redresseur biphasé est alimenté par la tension $v = V_m \sin \omega t = V \sqrt{2} \sin \omega t$; calculer la tension continue efficace $U_{c\text{eff}}$ et le facteur de forme $F = \frac{U_{c\text{eff}}}{U_{ci}}$ à vide, où U_{ci} est la tension continue moyenne, idéale.

2° Mêmes questions pour un redresseur monophasé (dit aussi *simple alternance*).

3° Application : $V = 220$ volts.

Réponses (appliquer la leçon V du fasc. III) : 1° $U_{c\text{eff}} = V = 220$ volts ;

$$F = 1,11 ; 2° U_{c\text{eff}} = \frac{V}{\sqrt{2}} \approx 156 \text{ V.}$$

3. On donne le montage de la figure Pb-3 où S est une soupape parfaite.

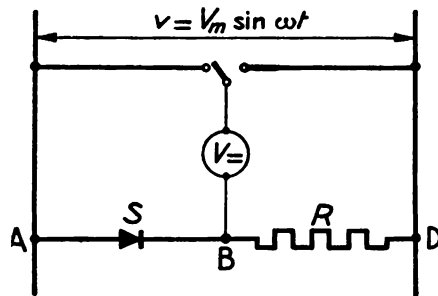


Fig. Pb-3.

1° Le voltmètre dévie-t-il dans les deux positions du commutateur ? Faut-il inverser ses connexions lorsqu'on bascule le commutateur ? Laquelle de ses bornes, positive ou négative, faut-il relier au point B ?

2° Quelles sont les deux lectures lorsque $V_m = 120 \sqrt{2}$ volts ?

3° Calculer la puissance consommée par R pour cette valeur de V_m .

Réponses : 1° Oui ; non ; + ; 2° 54 V et 54 V ; 3° 14,4 W.

4. On débranche la charge R du redresseur avec filtrage par capacité de la figure C-3 ; tension d'alimentation : $v = V_m \sin \omega t$.

1° Montrer que la charge du condensateur reste constante et donner sa tension de charge.

- 2° Imaginez une application de ce dispositif alimenté par une tension non sinusoïdale.
 3° Dans un pont de diodes, on remplace deux diodes reliées à un même pôle de la source par deux condensateurs.
 Comparer ce montage au précédent. Quelle est la tension continue obtenue à vide ?

Réponses : 1° V_m ; 2° Mesure de la tension de crête ;
 3° $2 V_m$ (doubleur Latour).

5. Un redresseur triphasé, filtré par une inductance en série, débite un courant continu dépourvu d'ondulation $I_c = 30$ A. Calculer :

- 1° L'intensité moyenne et l'intensité efficace du courant dans une diode.
 2° La puissance P_D qu'une diode dissipe en chaleur, connaissant sa tension de seuil $V_0 = 0,7$ V et sa résistance directe $R_D = 0,01 \Omega$.

Réponses (appliquer la leçon V du fasc. III) : 1° $I_{\text{moy}} = 10$ A ; $I_{\text{eff}} = 17,3$ A ;
 2° puissance instantanée $p = V_0 i + R_D i^2$; $P_D = V_0 I_{\text{moy}} + R_D I_{\text{eff}}^2 = 10$ W.

6. Une diode Zéner considérée comme parfaite (chute directe nulle, tension de Zéner constante $V_Z = 9$ V, courant inverse nul jusqu'à la tension de Zéner) est en série avec une résistance $R = 2$ k Ω et un milliampèremètre de calibre 15 mA et de résistance négligeable. Un voltmètre à 1 000 Ω /V, de calibre 3 V, est connecté aux bornes de R . Ce circuit est alimenté par une tension continue E , réglable de 0 à 12 V, tension inverse pour la diode Zéner.

- 1° Tracer le schéma du montage et y reporter les données littérales et numériques.
 2° L'ampèremètre dévie-t-il lorsque $E = 4$ V ? Quelle est alors la tension aux bornes de la diode ? Quelle valeur doit dépasser E pour qu'il dévie ?
 3° Quelles sont les indications U et I des appareils lorsque $E = 12$ V ? On remplace R par une résistance R' telle que le milliampèremètre indique 10 mA : calculer R' .

Réponses : 2° Non ; 4 V ; 9 V ; 3° $E - V_Z = 3$ V ; $I_Z = 2,5$ mA ;
 $R' = 333 \Omega$.



XII. — TRANSISTOR A JONCTIONS. AMPLIFICATION

Le transistor comporte deux jonctions si rapprochées que le courant direct de l'une se prolonge sous forme de courant inverse de l'autre. C'est un amplificateur de puissance : suivant le montage, il amplifie donc en tension ou en courant, en tension et en courant.

A. — L'effet transistor

I. — CONSTITUTION DU TRANSISTOR A JONCTIONS

Un transistor est un monocristal de silicium ou de germanium dans lequel deux régions de même type sont séparées par une mince couche de type opposé (fig. A-1).

Les deux régions de même type, mais en général différemment dopées, sont appelées *émetteur* et *collecteur* ; la région intermédiaire est la *base*.

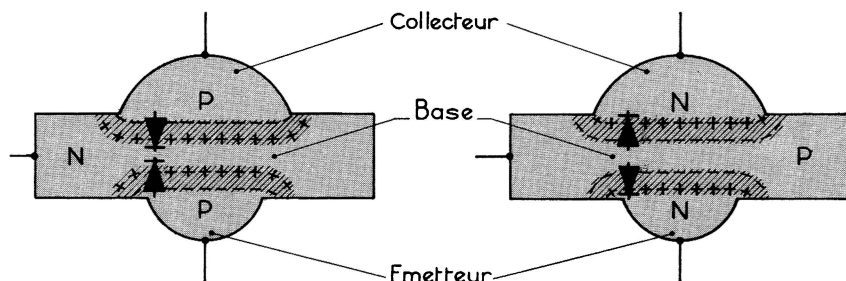


FIG. A-1. — Les symboles de diodes représentent les sens passants des jonctions.

Le transistor doit ses propriétés à la très petite épaisseur de la base, quelques microns à quelques dizaines de microns.

On fabrique des transistors PNP et des transistors NPN (fig. A-1 et fig. A-2). Nous considérerons le type NPN dont le fonctionnement s'explique par le déplacement d'électrons libres ; pour comprendre ensuite le type PNP il suffit de remplacer les électrons par les trous (L. X).

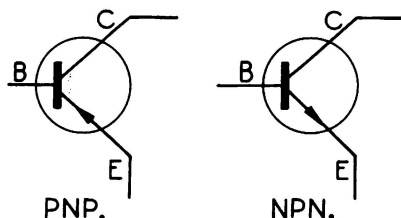


FIG. A-2.

2. — COURANT RÉSIDUEL DE COLLECTEUR I_{CBO} POUR $I_E = 0$

Réalisons le montage de la figure A-3, mais en laissant ouvert le circuit d'émetteur : $I_E = 0$; un voltmètre, non représenté, donne V_{CB} ; comme pour une diode (L. XI), on relève pour la jonction J_C la caractéristique courant-tension (fig. A-4) :

- *inverse* avec les connexions de la figure A-3 ;
- *directe* en inversant les connexions du générateur.

Le courant inverse est appelé *courant résiduel de collecteur, à émetteur ouvert* ($I_E = 0$) et noté I_{CBO} ; il possède toutes les propriétés d'un courant inverse de jonction et de diode (L. X, XI) :

- il dépend peu de la tension inverse (avant claquage) ;
- il augmente très vite avec la température. Il double pour une élévation de température de 9° pour le germanium, de 6° seulement pour le silicium ; l'accroissement est plus rapide pour le silicium, mais I_{CBO} est plus petit, ce qui explique les températures plus élevées permises aux transistors au silicium.

3. — LE COURANT INVERSE DE COLLECTEUR I_C AUGMENTE AVEC LE COURANT D'ÉMETTEUR I_E

a) Expérience (fig. A-3).

Fermions le circuit d'émetteur et augmentons progressivement $|I_E|$ (valeur absolue) : on constate que I_C augmente aussi, tout en restant légèrement inférieure à $|I_E|$ (fig. A-4).

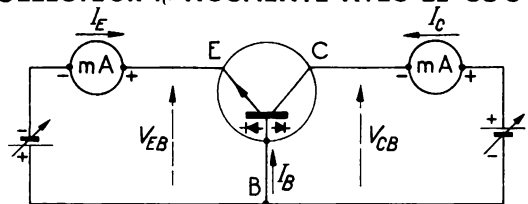


FIG. A-3. — Montage pour les § 2 et 3. Les symboles de diodes représentent les sens passants des jonctions. Transistor NPN : I_C et $I_B > 0$; $I_E < 0$.

Par exemple, lorsque $|I_E|$ croît de 1,0 mA à 3,0 mA, I_C croît de 0,98 mA à 2,94 mA. Les accroissements sont :

$$\Delta I_C = 2,94 - 0,98 = 1,96 \text{ mA} ; \quad |\Delta I_E| = 3,0 - 1,0 = 2,0 \text{ mA}.$$

Leur rapport est le gain en courant α du transistor monté en base commune (voir § 4) :

$$\alpha = \frac{\Delta I_C}{|\Delta I_E|} = \frac{1,96}{2,0} = 0,98.$$

$\alpha < 1$: ce montage n'amplifie pas en courant.

b) Relations entre les courants.

Lorsqu'on considère non les accroissements, mais les courants I_C et I_E , on obtient :

$$I_C = \alpha |I_E| + I_{CBO}$$

puisque, pour $I_E = 0$, $I_C = I_{CBO}$.

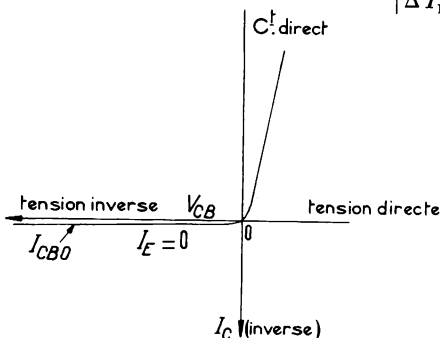


FIG. A-4. — Caractéristique courant-tension de la jonction de collecteur, à émetteur ouvert.

En outre, avec les conventions de signes de la figure A-3, I_C et I_E , ΔI_C et ΔI_E sont de signes opposés et on écrit :

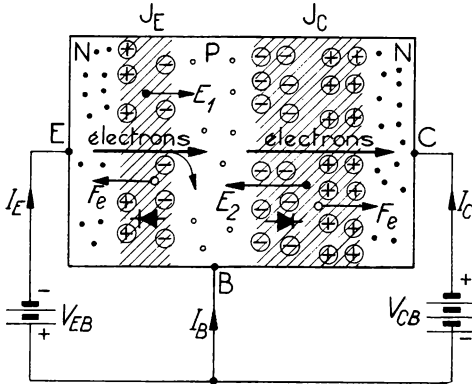
$$\alpha = - \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \quad (\alpha \text{ positif}) \quad ; \quad I_C = - \alpha I_E + I_{CBO} ;$$

$$I_E + I_B + I_C = 0 \quad (\text{r\`egle des n\`oeuds}) \quad ; \quad \Delta I_E + \Delta I_B + \Delta I_C = 0.$$

Ces quatre relations sont valables pour les deux types, NPN et PNP.

4. — EFFET TRANSISTOR

a) Interprétation physique de l'augmentation de I_C avec I_E .



La jonction d'émetteur J_E (fig. A-5) injecte des électrons dans la base où ils deviennent *minoritaires*; quelques-uns se recombinaient donc à des trous, ce qui donne naissance au courant de base I_B . Cependant, comme la base est très mince, la plupart des électrons injectés diffusent jusqu'à la jonction de collecteur qui les projette dans le collecteur (L. X), de sorte que $I_C \gg I_{CBO}$; c'est l'effet transistor.

FIG. A-5. — La plupart des électrons injectés par l'émetteur traversent la base et sont projetés dans le collecteur par la jonction de collecteur.

Lorsque 2 % des électrons injectés disparaissent par recombinaison, on a :

$$I_B = -0,02 I_E \quad ; \quad I_C = -(I_E + I_B) = -I_E + 0,02 I_E = -0,98 I_E$$

$$\alpha \approx - \frac{I_C}{I_E} = 0,98.$$

b) Amplification en puissance du transistor.

Superposons au courant de polarisation I_E des variations de valeur instantanée $\Delta I_E = i_e$, de valeur efficace I_e ; la puissance d'entrée $P_e = R_e I_e^2$, empruntée au générateur de commande, est petite puisque la résistance d'entrée R_e est la résistance *directe*, pour les petits signaux, de la jonction d'émetteur.

i_e produit le courant $i_c = -\alpha i_e$ de collecteur, de valeur efficace $I_c = \alpha I_e$, à travers la résistance *inverse* de la jonction de collecteur; cette résistance est très supérieure à R_e de sorte que l'on peut ajouter une charge $R_c \gg R_e$ dans le circuit de collecteur et obtenir la puissance de sortie $P_s = R_c I_c^2 \gg P_e$. L'amplification en puissance est

$$A_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{R_c I_c^2}{R_e I_e^2} = \frac{R_c}{R_e} \alpha^2 \approx \frac{R_c}{R_e}.$$

En résumé : L'effet transistor est le fait que le courant direct de la jonction d'émetteur se poursuit sous forme de courant inverse de la jonction de collecteur; une résistance inverse de jonction étant très supérieure à une résistance directe, il en résulte une grande amplification en puissance.

B. — Émetteur commun : caractéristiques ; paramètres ; point de repos

C'est le montage usuel, beaucoup plus utilisé que les montages collecteur commun et base commune.

I. — CARACTÉRISTIQUES DU TRANSISTOR EN ÉMETTEUR COMMUN

Elles font intervenir I_C , V_{CE} , I_B , V_{BE} , grandeurs positives pour un transistor NPN, négatives pour un transistor PNP (rappel : les sens positifs des courants sont dirigés vers le transistor).

a) Caractéristiques de sortie I_C (V_{CE}) à courant I_B constant.

Montage : figure B-1. Donnons à I_B une valeur constante : I_C ne dépend plus que de V_{CE} et on peut mesurer quelques points de la courbe I_C (V_{CE}). En traçant les caractéristiques relatives à plusieurs valeurs de I_B , on obtient un *réseau de caractéristiques* qui est dans le cas présent le *réseau de sortie* du transistor à une température donnée (fig. B-2) :

V_{CE} est la *variable*, I_C la *fonction*, I_B le *paramètre* (1). Pour $I_B = 0$, on observe un courant résiduel noté I_{CE0} et beaucoup plus grand que I_{CB0} .

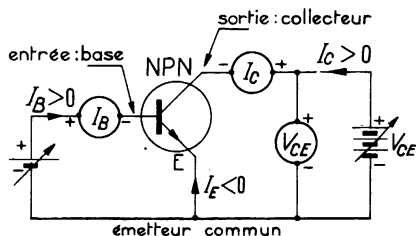


FIG. B-1. — Tracé des caractéristiques I_C (I_B) à V_{CE} constante et I_C (V_{CE}) à I_B constant.

b) Caractéristiques I_C (I_B) à tension V_{CE} constante.

Lorsque, dans le montage de la figure B-1, on laisse V_{CE} constante, I_C ne dépend que de I_B et on peut mesurer plusieurs points d'une caractéristique I_C (I_B) ; exemple : figure B-2.

c) Caractéristiques d'entrée V_{BE} (I_B) à tension V_{CE} constante.

Ajouter au montage de la figure B-1 un voltmètre entre la base et l'émetteur et mesurer quelques points de la caractéristique V_{BE} (I_B) pour $V_{CE} = 4,5$ V par exemple (fig. B-2).

d) Caractéristiques V_{BE} (V_{CE}) à I_B constant.

Elles expriment la réaction de la sortie (V_{CE}) sur l'entrée (V_{BE}) du transistor. Elles sont pratiquement horizontales, donc cette réaction est très faible ; nous n'en tiendrons pas compte aux basses fréquences.

(1) Relever les caractéristiques d'un transistor AC 125 (voir Travaux Pratiques d'Électronique, fasc. III, p. 26) ou d'un transistor BFY 67...

2. — PARAMÈTRES DU TRANSISTOR, EN ÉMETTEUR COMMUN

Considérons par exemple, sur la figure B-2, le point de repos M : $V_{CE} = 4,5$ V, $I_B = 80 \mu A$; il lui correspond, sur l'axe vertical : $I_C = 3,2$ mA et $V_{BE} = 0,18$ V.

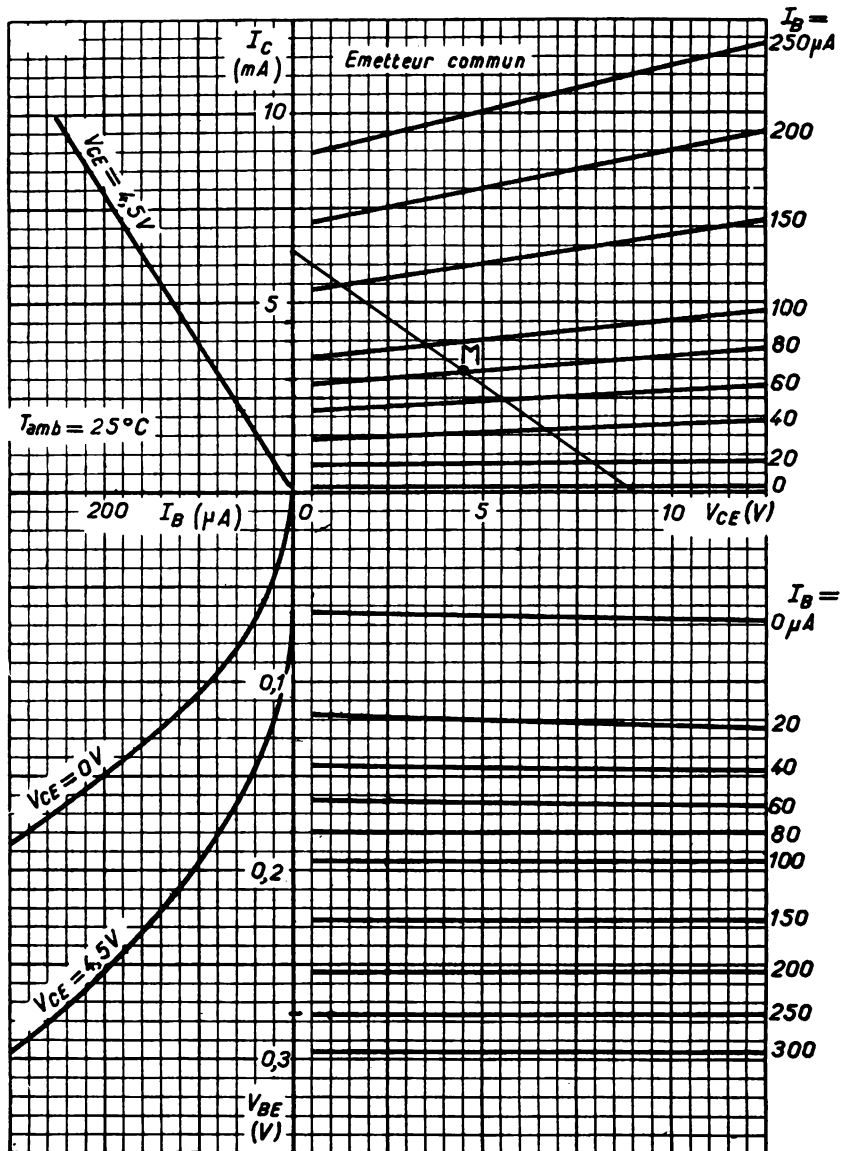


FIG. B-2. — Exemple de réseaux de caractéristiques (transistor de petite puissance, au germanium).

a) **Amplification en courant $\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_B}$ à tension V_{CE} constante ⁽¹⁾.**

Laissant la tension V_{CE} constante, faisons varier I_B de part et d'autre de $80 \mu A$, par exemple de $60 \mu A$ à $100 \mu A$; sur la caractéristique $I_c(I_B)$ pour $V_{CE} = 4,5 V$, on constate que I_c croît de $2,4 mA$ à $3,9 mA$:

$$\Delta I_B = 100 - 60 = 40 \mu A \quad \text{produit} \quad \Delta I_c = 3,9 - 2,4 = 1,5 mA.$$

L'amplification en courant, à V_{CE} constante, est :

$$\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_B} = \frac{1,5}{40 \cdot 10^{-3}} = 37,5 \approx 38.$$

β est un *paramètre* du transistor. Nous voyons que c'est la pente de la caractéristique $I_c(I_B)$ à V_{CE} constante, au point de repos.

Notons que ΔI_c et ΔI_B s'obtiennent aussi dans le réseau $I_c(V_{CE})$ sur la verticale $V_{CE} = 4,5 V$.

Les pentes des caractéristiques de sortie et d'entrée constituent deux autres paramètres qui interviennent dans les calculs de l'amplification en tension, en puissance, de la résistance d'entrée et de la résistance de sortie (§ C) d'un étage amplificateur.

b) **Résistance d'entrée $r = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$ à tension V_{CE} constante ⁽¹⁾.**

Sur la caractéristique $V_{BE}(I_B)$ relative à $V_{CE} = 4,5 V$, considérons une petite variation autour de $I_B = 80 \mu A$, par exemple entre 60 et $100 \mu A$; à $\Delta I_B = 40 \mu A$, correspond sur la courbe

$$\Delta V_{BE} = 0,197 - 0,165 = 0,032 V.$$

On a donc pour résistance d'entrée du transistor, pour les petits signaux et au point de repos considéré :

$$r = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{32 \cdot 10^{-3}}{40 \cdot 10^{-6}} = 800 \Omega.$$

c) **Pente s du transistor, à sortie en court-circuit pour l'alternatif.**

C'est le quotient d'un petit accroissement ΔI_c du courant de sortie par l'accroissement ΔV_{BE} de la tension d'entrée qui le produit, à tension V_{CE} constante :

$$s = \frac{\Delta I_c}{\Delta V_{BE}} \text{ à } V_{CE} \text{ constante.}$$

La pente est l'inverse d'une résistance, donc une conductance; c'est pourquoi on l'appelle aussi *transconductance* puisqu'elle concerne l'action de la tension appliquée à un circuit sur le courant d'un autre circuit.

L'unité est le *siemens*, que l'on remplace souvent par le mho, l'ampère par volt ou le milliampère par volt.

D'après les définitions $\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_B}$ et $r = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$, toutes deux à V_{CE} constante, comme celle de s , on constate que :

$$\boxed{s = \frac{\beta}{r}} \quad \left(\frac{A}{V}, \Omega \quad \text{ou} \quad \frac{mA}{V}, k\Omega \right).$$

(1) Dans un étage amplificateur, $\Delta V_{CE} = 0$ correspond à la sortie en court-circuit pour l'alternatif, notion précisée en p. 171.

Pour le transistor pris comme exemple, au point de repos considéré ci-dessus, on a $\beta = 38$, $r = 800 \, \Omega$:

$$s = \frac{38}{800} = 4,8 \times 10^{-2} \frac{\text{A}}{\text{V}} \quad \text{ou} \quad 48 \frac{\text{mA}}{\text{V}}.$$

d) **Résistance de sortie** $\rho = \frac{\Delta V_{\text{CE}}}{\Delta I_{\text{C}}}$ à I_{B} constant.

La pente d'une caractéristique $I_{\text{C}}(V_{\text{CE}})$ à I_{B} constant est la conductance de sortie $\frac{\Delta I_{\text{C}}}{\Delta V_{\text{CE}}}$ en un point de repos ; ρ est donc l'inverse de cette pente (compte tenu des échelles graphiques).

Autour du point de repos déjà considéré, sur la caractéristique rectiligne $I_{\text{C}}(V_{\text{CE}})$ pour $I_{\text{B}} = 80 \, \mu\text{A}$, considérons les deux points (2,5 V ; 3,0 mA) et (9,0 V ; 3,5 mA) :

$$\Delta V_{\text{CE}} = 9 - 2,5 = 6,5 \, \text{V} \quad ; \quad \Delta I_{\text{C}} = 3,5 - 3,0 = 0,5 \, \text{mA}$$

$$\rho = \frac{\Delta V_{\text{CE}}}{\Delta I_{\text{C}}} (\text{k} \, \Omega, \text{V}, \text{mA}) = \frac{6,5}{0,5} = 13 \, \text{k}\Omega.$$

REMARQUE. — Les notations β , r , $\frac{1}{\rho}$ sont les abréviations usuelles des paramètres hybrides que l'on trouve dans les feuilles de notices de certains transistors :

$$\beta = h_{21e} \quad ; \quad r = h_{11e} \quad ; \quad \frac{1}{\rho} = h_{22e}.$$

3. — PROPRIÉTÉS DE L'AMPLIFICATION EN COURANT β

a) **Relation entre β et α .**

Rappelons que

$$\beta = \frac{\Delta I_{\text{C}}}{\Delta I_{\text{B}}} \text{ à } V_{\text{CE}} \text{ constant} \quad , \quad \alpha = - \frac{\Delta I_{\text{C}}}{\Delta I_{\text{E}}} \text{ à } V_{\text{CB}} \text{ constant}.$$

Comme $V_{\text{CB}} \approx V_{\text{CE}}$, nous admettrons, pour trouver une relation très simple entre β et α , qu'ils sont définis avec la même condition.

La relation $\Delta I_{\text{E}} + \Delta I_{\text{B}} + \Delta I_{\text{C}} = 0$ donne $\Delta I_{\text{B}} = -\Delta I_{\text{E}} - \Delta I_{\text{C}}$:

$$\beta = \frac{\Delta I_{\text{C}}}{(-\Delta I_{\text{E}}) - \Delta I_{\text{C}}} = \frac{\Delta I_{\text{C}} / (-\Delta I_{\text{E}})}{1 - \frac{\Delta I_{\text{C}}}{(-\Delta I_{\text{E}})}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}.$$

$$\text{On en déduit } \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \quad \text{et} \quad \beta + 1 = \frac{1}{1 - \alpha}.$$

Pour le transistor déjà considéré :

$$\beta = 38 \quad \text{et} \quad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = \frac{38}{39} = 0,974.$$

b) Expression de I_C en fonction de β .

La caractéristique $I_C(I_B)$ coupe l'axe vertical au point $I_B = 0$, $I_C = I_{CE0}$, courant résiduel de collecteur; entre ce point (0; I_{CE0}) et un point quelconque (I_B ; I_C), on a :

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{I_C - I_{CE0}}{I_B}.$$

$$I_C = \beta I_B + I_{CE0}.$$

Au point de repos considéré ci-dessus : $I_B = 80 \mu A = 0,08 \text{ mA}$; $I_C = 3,2 \text{ mA}$; $\beta = 38$. D'autre part on détermine, sur la caractéristique $I_B = 0$, $I_{CE0} \approx 0,2 \text{ mA}$. Vérifions la relation ci-dessus :

$$I_C = 38 \times 0,08 + 0,2 = 3,2 \text{ mA}.$$

$$c) \beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \approx \frac{I_C}{I_B}.$$

En effet $I_{CE0} \ll I_C$ aux valeurs usuelles de I_C .

$$\text{Par contre } r = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \neq \frac{V_{BE}}{I_B} \quad \text{et} \quad \rho = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} \neq \frac{V_{CE}}{I_C}.$$

4. — DROITE DE CHARGE EN CONTINU; OBTENTION DU POINT DE REPOS CHOISI

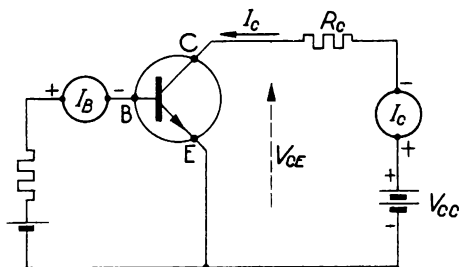
Un étage amplificateur comporte des circuits de courant continu pour l'alimentation en puissance, la polarisation... La figure B-3 en donne un exemple. Dans le circuit de collecteur, la loi d'Ohm donne :

$$R_C I_C + V_{CE} = V_{CC},$$

où V_{CC} est la f. é. m. du générateur d'alimentation. D'où :

$$I_C = \left(-\frac{1}{R_C}\right) V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C}.$$

FIG. B-3. — A ce circuit correspond la droite de charge de la figure B-2 lorsque $V_{CE} = 9 \text{ V}$ et $R_C = 1,4 \text{ k}\Omega$; le point de repos est M (fig. B-2) lorsqu'en outre on règle I_B à la valeur $80 \mu A$.



V_{CC} et R_C sont données; dans le réseau de sortie $I_C - V_{CE}$, cette équation est donc celle d'une droite de coefficient angulaire $-\frac{1}{R_C}$ et qui coupe :

— l'axe des tensions ($I_C = 0$) au point V_{CC} ;

— l'axe des courants ($V_{CE} = 0$) au point $\frac{V_{CC}}{R_C}$.

On choisit le point de repos vers le milieu de la droite de charge et on l'obtient en réglant I_B .

EXEMPLE NUMÉRIQUE. — $V_{CC} = 9 \text{ V}$; $R_C = 1,4 \text{ k}\Omega$.

La droite de charge joint le point 9 V de l'axe des V_{CE} au point $\frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{9}{1,4} = 6,4 \text{ mA}$ de l'axe des I_C . Choisissons son milieu comme point de repos M (fig. B-2) ; on trouve $I_B = 80 \mu\text{A}$. Notons qu'en raison de la dispersion de fabrication le fabricant publie les caractéristiques *moyennes* d'un type de transistor ; il faut donc régler I_B jusqu'à obtenir $V_{CE} = 4,5 \text{ V}$, et on trouve une valeur un peu différente de $80 \mu\text{A}$.

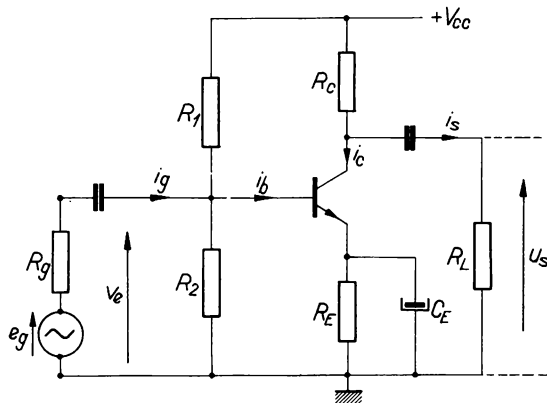
C. — Emetteur commun : étage amplificateur

I. — DÉFINITION ; DIFFÉRENTES SORTES D'ÉTAGES

Pour amplifier une tension variable v_e (d'entrée), que nous supposerons sinusoïdale, on associe au transistor des circuits :

- *de courant continu* pour : l'alimentation, la polarisation, la stabilisation du point de repos vis-à-vis de la température surtout, mais aussi pour assurer l'interchangeabilité des transistors malgré la dispersion des caractéristiques dans un même type commercial ;
- *de courant alternatif* : entrée du signal de commande, sortie du signal amplifié, découplage de l'électrode commune.

Cet ensemble constitue un **étage d'amplification** (fig. C-1).



Un amplificateur comprend plusieurs étages *en cascade* : la sortie de l'un est reliée à l'entrée du suivant ; tous les étages amplifient la tension, sauf l'étage de *sortie* qui amplifie *en puissance* pour commander un haut-parleur, un relais, un moteur...

FIG. C-1. — Exemple d'étage amplificateur en émetteur commun.

e_g, R_g : générateur de commande ; R_L : charge utile, par exemple résistance d'entrée de l'étage suivant.

2. — SCHÉMAS ÉQUIVALENTS A UN ÉTAGE POUR LE CONTINU, POUR L'ALTERNATIF

Certaines branches sont parcourues à la fois par un courant continu et un courant alternatif.

- Schéma équivalent pour le continu.** On l'obtient en supprimant les condensateurs de découplage et les branches isolées des sources continues par des condensateurs de liaison ; il sert à déterminer les résistances de polarisation, le point de repos...

b) **Schéma équivalent pour l'alternatif.** On remplace les condensateurs de liaison, supposés suffisants pour ne pas produire de chute appréciable, par des courts-circuits ; on fait de même pour le générateur continu d'alimentation, d'impédance interne négligeable devant les autres impédances en série et dont la f. é. m. n'intervient plus quand le transistor est remplacé par son schéma équivalent (§ D).

c) **Exemple :** Figures C-2 et C-3 pour l'étage de la figure C-1.

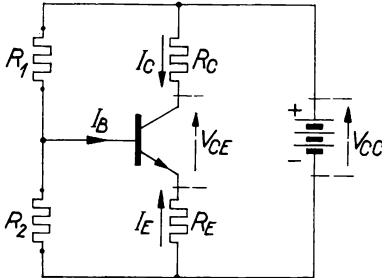


FIG. C-2. — Schéma équivalent, pour le continu, à l'étage de la figure C-1.

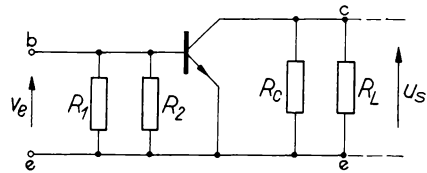


FIG. C-3. — Schéma équivalent, pour l'alternatif, à l'étage de la figure C-1.

3. — PROCÉDÉS DE POLARISATION

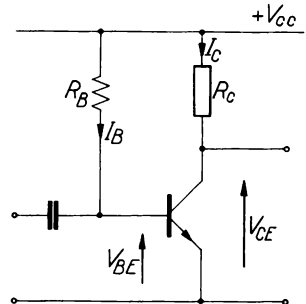
Indiquons les trois principaux ; ils peuvent présenter des variantes.

a) **Polarisation par résistance entre V_{cc} et base** (fig. C-4).

On a :

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

FIG. C-4. — Polarisation par résistance (R_B) entre V_{cc} et base.



Par exemple (§ 3 et fig. B-2) : $V_{CC} = 9 \text{ V}$; $I_B = 80 \mu\text{A} = 0,08 \text{ mA}$; $V_{BE} \approx 0,2 \text{ V}$.

$$R_B = \frac{9 - 0,2}{0,08} = 110 \text{ k}\Omega.$$

Cette polarisation est à courant I_B constant et ne stabilise pas I_C lorsque la température s'élève.

REMARQUE. — Calculons un ordre de grandeur de R_B en supposant le point de repos au milieu de la caractéristique, donc $R_C I_C = V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2}$ et dans l'approximation :

$$\beta \approx \frac{I_C}{I_B} ; R_B I_B = V_{CC} - V_{BE} \approx V_{CC}.$$

On a alors :

$$R_B I_B \sim 2 R_C I_C = 2 \beta R_C I_B$$

$$R_B \sim 2 \beta R_C.$$

b) Polarisation par résistance entre collecteur et base (fig. C-5).

Connaissant le point de repos, on trouve pour R_1 :

$$R_1 = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{I_B}.$$

On néglige parfois V_{BE} ($\sim 0,2$ V pour le germanium ; $0,6$ V pour le silicium) lorsque V_{CE} atteint plusieurs volts. Dans les conditions de la remarque précédente, R_1 est soumise à une tension deux fois plus petite que R_B , donc $R_1 \sim \beta R_C$.

Cette polarisation stabilise le point de repos ; en effet, lorsque I_C augmente avec la température, $V_{CE} \approx V_{CC} - R_C I_C$ et $I_B \approx \frac{V_{CE}}{R_1}$ diminuent, limitant ainsi l'accroissement ΔI_C à une plus faible valeur qu'au paragraphe *a*.

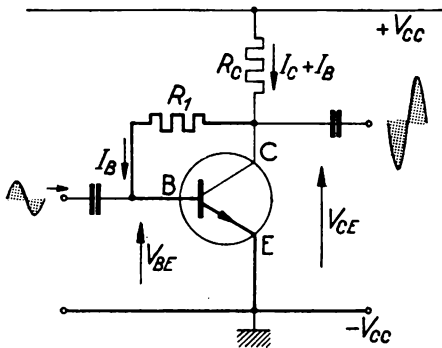


FIG. C-5. — Polarisation par résistance (R_1) entre collecteur et base.

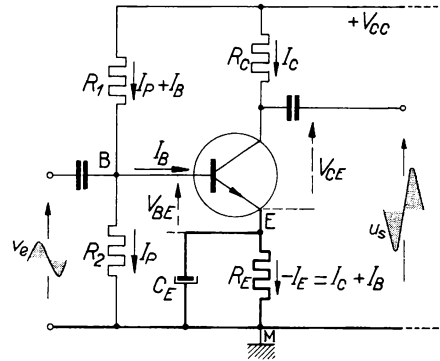


FIG. C-6. — Polarisation par pont R_1, R_2 . En général on néglige, dans R_E , I_B devant I_C .

c) Polarisation par pont entre $+V_{CC}$ et $-V_{CC}$ (fig. C-6).

Le diviseur de tension R_1, R_2 fournit un courant de polarisation I_B croissant avec le rapport $\frac{R_2}{R_1}$; R_E , entre émetteur et masse, est la *résistance de stabilisation thermique* : lorsque I_C augmente, la chute de tension $R_E I_E \approx R_E I_C$ augmente et par suite V_{BE} diminue, donc I_B diminue et I_C augmente moins qu'en l'absence de R_E .

Les résistances R_1 et R_2 sont choisies suffisamment grandes pour limiter la consommation du pont, c'est-à-dire le courant de pont I_P ; toutefois, pour obtenir une bonne stabilisation, V_{BM} doit varier peu avec I_B , de sorte que I_P doit valoir de $5 I_B$ à $10 I_B$.

L'équation de la droite de charge D_C pour le continu est (approximation $I_E \approx I_C$) :

$$V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E) I_C ; \quad I_C = \left(-\frac{1}{R_C + R_E} \right) V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

La droite de charge D_a pour l'alternatif passe par le point de repos, et son coefficient angulaire est $-\frac{1}{R_C}$ car C_E découple l'émetteur, c'est-à-dire le met à la masse pour l'alternatif (exemple de tracés de D_C et D_a : exercice résolu n° 1, § E).

D. — Calculs en petits signaux alternatifs

On appelle *petits signaux* les signaux i_c , v_{ce} , i_b , v_{be} ... d'amplitudes petites par rapport aux polarisations I_C , V_{CE} , I_B , V_{BE} ... relatives au point de repos.

L'arc décrit par le point de fonctionnement instantané sur la caractéristique $V_{BE}(I_B)$ est alors assez petit pour qu'on puisse le confondre avec un petit segment de la tangente; de même pour l'arc décrit sur la caractéristique $I_C(I_B)$: il y a proportionnalité entre une fonction et la variable et absence de distorsion; à une tension d'entrée v_{be} sinusoïdale correspondent des signaux i_b , i_c , v_{ce} *sinusoïdaux* que l'on peut calculer en appliquant les lois du courant alternatif à un schéma équivalent.

I. — ÉQUATIONS DU TRANSISTOR

Remplaçons ΔI_C , ΔV_{CE} , ΔI_B , ΔV_{BE} par i_c , v_{ce} , i_b , v_{be} dans les définitions des paramètres β , r , s , ρ du paragraphe B :

$$i_c = \beta i_b \text{ (pour } v_{ce} = 0) \quad ; \quad v_{be} = r i_b \text{ (pour } v_{ce} = 0) \quad ;$$

$$i_c = s v_{be} \text{ (pour } v_{ce} = 0) \quad ; \quad \rho = \frac{v_{ce}}{i_c} \text{ (pour } i_b = 0).$$

- $v_{ce} = 0$ signifie que la tension V_{CE} reste constante, donc que la sortie du transistor est mise en *court-circuit pour l'alternatif* (par exemple par une capacité), mais non pour le continu.
- $i_b = 0$ signifie que l'entrée du transistor est *ouverte pour l'alternatif*, mais non pour le continu puisque la base reçoit le courant de polarisation I_B .

2. — SCHÉMA ÉQUIVALENT SIMPLIFIÉ DU TRANSISTOR, A DEUX PARAMÈTRES β , r

Cette approximation néglige la réaction de la sortie sur l'entrée (revoir § B 1 d) et la résistance de sortie ρ (supposée infinie, voir § D 4).

Représentons l'émetteur, électrode commune à l'entrée et à la sortie du transistor, par le segment e , e (fig. D-1) :

- la relation $v_{be} = r i_b$ montre que le circuit d'entrée du transistor, entre b et e , se comporte comme une simple résistance, r ;
- la relation $i_c = \beta i_b$ montre que le circuit de sortie, entre c et e , se comporte comme le générateur de courant βi_b et que i_c et i_b sont en phase.

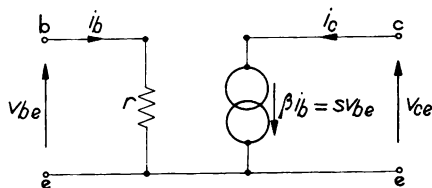


FIG. D-1. — Schéma équivalent simplifié du transistor, à deux paramètres β et r .

Bien entendu, en fonctionnement normal, la tension v_{be} de la figure D-1 est appliquée par le générateur de commande (ou d'attaque) qui est une source indépendante, alors que le générateur $\beta i_b = s v_{be}$ est une source dépendante qui rend compte du principe même du transistor (§ A).

Le schéma équivalent du transistor transforme un schéma de montage électronique en un schéma électrique ordinaire auquel on applique les lois du courant alternatif.

3. — CALCULS DE A_i , A_v , R_e , R_s POUR UN ÉTAGE AMPLIFICATEUR

a) Charge utile R_c .

Pour fixer les idées, considérons l'étage de la figure C-1 et son schéma équivalent pour l'alternatif (fig. C-3 et D-2), en supposant d'abord pour simplifier que R_L est débranchée : la charge R_c est parcourue par le courant alternatif i_c .

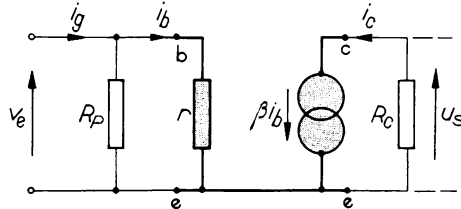


FIG. D-2.

- *Amplification en courant A_i .*

Le courant de sortie est i_c , donc $A_i = \frac{i_c}{i_b} = \beta$.

Lorsqu'on néglige r , l'amplification en courant est indépendante de la charge et égale à β , comme à sortie en court-circuit.

- *Amplification en tension $A_v = \frac{u_s}{v_e}$.*

A la tension d'entrée $v_e = v_{be}$ correspond la tension de sortie :

$$u_s = v_{ce} = -R_c i_c = -R_c (s v_e).$$

D'où :

$$\boxed{A_v = -s R_c} \quad \left(\frac{A}{V}, \Omega \text{ ou } \frac{mA}{V}, k\Omega \right).$$

L'amplification en tension est égale au produit de la pente par la charge.

Le signe *moins* signifie que le montage émetteur commun inverse la phase de la tension.

Les courants i_b et i_c sont en phase avec v_e , tandis que $u_s = v_{ce}$ est en opposition de phase avec v_e .

- *Résistance d'entrée R_e .*

C'est la résistance $R_e = \frac{v_e}{i_g}$ dans laquelle débite le générateur de commande.

La figure D-2 montre que R_e est la résistance équivalente à la résistance d'entrée r du transistor et la résistance R_p du pont, en parallèle :

$$R_e = r // R_p = \frac{r R_p}{r + R_p} < r.$$

● **Résistance de sortie R_s .**

Le transistor se comporte comme un générateur dont le courant i_c reste constant lorsque la charge R_c varie : la résistance de ce générateur — dite *résistance de sortie du transistor* — est donc infinie (comme ρ).

b) **Charge utile R_L** (fig. C-1, p. 168).

La résistance d'entrée n'est pas modifiée, mais :

$$\bullet \quad A_i = \frac{i_s}{i_b} = \frac{1}{i_b} \left(\frac{-R_c}{R_c + R_L} i_c \right) = \frac{-\beta}{1 + \frac{R_L}{R_c}}.$$

Lorsque le sens positif de i_s est dirigé vers le collecteur, le signe *moins* disparaît.

- Remplacer R_c par $R_a = R_c // R_L$ dans les expressions de u_s et A_v :

$$A_v = -sR_a.$$

- R_s est la résistance interne du circuit de collecteur vue des bornes de R_L :
 $R_s = R_c.$

c) **Exemple numérique.**

Transistor des paragraphes B et C au même point de repos $I_C = 3,2 \text{ mA}$, $V_{CE} = 4,5 \text{ V}$ où $\beta = 38$, $r = 0,80 \text{ k}\Omega$. La seule charge est $R_c = 1,4 \text{ k}\Omega$; résistance équivalente au pont : $R_p = 5 \text{ k}\Omega$. Calculer la résistance d'entrée R_e , l'amplification en tension A_v , l'amplification en puissance A_p .

On a :

$$R_e = r // R_p = \frac{0,8 \times 5}{0,8 + 5} = 0,69 \text{ k}\Omega.$$

$$s = \frac{\beta}{r} = \frac{38}{0,8} \approx 48 \text{ mA/V}.$$

$$A_v = -sR_c = -48 \cdot 1,4 = -67.$$

Les majuscules représentent les valeurs efficaces ; les puissances de sortie et d'entrée sont $P_s = U_s^2/R_c$ et $P_e = V_e^2/R_e$ (1) d'où :

$$A_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{U_s^2}{V_e^2} \times \frac{R_e}{R_c} = A_v^2 \frac{R_e}{R_c} = 67^2 \times \frac{0,69}{1,4} \approx 2\,200.$$

REMARQUE. — Le terme *gain* est parfois utilisé pour amplification ; en réalité on définit en logarithmes *décimaux* :

— le gain en tension : $G_v = 20 \lg |A_v|$ en décibels (symbole : dB) ;

— le gain en puissance : $G_p = 10 \lg A_p$ (dB).

Notons que, pour $R_e = R_c$, on a $A_p = A_v^2$, $\lg A_p = 2 \lg |A_v|$, donc $G_p = G_v$.

Dans l'exemple ci-dessus :

$$G_v = 20 \lg 67 = 36,5 \text{ dB} \quad ; \quad G_p = 10 \lg 2\,200 = 33,4 \text{ dB}.$$

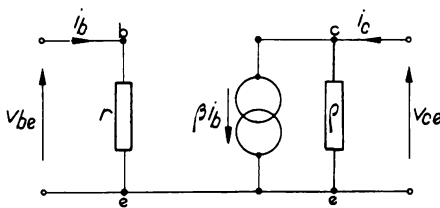
(1) C'est l'expression de la loi de Joule, en courant sinusoïdal (fasc. III) pour une résistance R soumise à la tension U :

$$P = RI^2 = UI = \frac{U^2}{R}.$$

4. — SCHÉMA ÉQUIVALENT SIMPLIFIÉ A TROIS PARAMÈTRES β , r , ρ

La définition de la résistance de sortie du transistor, $\rho = \frac{v_{ce}}{i_c}$ (pour $i_b = 0$),

indique qu'un accroissement v_{ce} de la tension de sortie produit l'accroissement $\frac{v_{ce}}{\rho}$



du courant de collecteur. D'après le principe d'addition des petits accroissements indépendants, cet accroissement s'ajoute à celui que produit i_b :

$$i_c = \beta i_b + \frac{v_{ce}}{\rho}$$

FIG. D-3. — Schéma équivalent simplifié du transistor, à trois paramètres. (On néglige seulement la réaction de la sortie sur l'entrée.)

Il faut donc ajouter au schéma équivalent la résistance ρ en parallèle avec le générateur de courant βi_b (fig. D-3).

Rappelons que $v_{ce} = -R_c i_c$ est en opposition de phase avec i_c et i_b ; lorsque i_c et i_b sont positifs, v_{ce} est négatif et

$$i_c = \beta i_b - \frac{|v_{ce}|}{\rho} < \beta i_b.$$

ρ produit une diminution du courant de sortie i_c et par suite de A_i , $|A_v|$, A_p .

Dans le cas où la charge est la résistance R_c :

- Amplification en courant.

$$i_c = \beta i_b + \frac{v_{ce}}{\rho} = \beta i_b - \frac{R_c i_c}{\rho} ; i_c = \frac{\beta i_b}{1 + \frac{R_c}{\rho}}$$

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = \frac{\beta}{1 + \frac{R_c}{\rho}} < \beta.$$

Pour ρ infinie, on retrouve le schéma à deux paramètres et $A_i = \beta$.

- Résistance d'entrée : r , comme si ρ était infinie.
- Amplification en tension.

$$A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = \frac{-R_c i_c}{r i_b} = -\frac{R_c}{r} A_i = -\frac{R_c}{r} \frac{\beta}{1 + \frac{R_c}{\rho}}$$

$$A_v = \frac{-\beta R_c}{r \left(1 + \frac{R_c}{\rho}\right)}$$

L'amplification en tension est $\left(1 + \frac{R_c}{\rho}\right)$ fois plus petite que lorsqu'on néglige ρ (ρ infinie).

● *Résistance de sortie de l'étage.*

C'est, dans tous les cas, la résistance interne de l'étage vue des bornes de la charge ; à circuit d'entrée ouvert ($i_b = 0$), donc $\beta i_b = 0$ (générateur débranché), on trouve donc :

- lorsque la charge est R_c : $R_s = r$;
- lorsque la charge est R_L : $R_s = r // R_c$.

Le schéma équivalent à trois paramètres β , r , ρ ne néglige que la réaction de la sortie sur l'entrée, sensible surtout aux hautes fréquences ; aux audio-fréquences, il constitue une approximation très satisfaisante.

5. — LE SCHÉMA ÉQUIVALENT EN ÉMETTEUR COMMUN PEUT ÊTRE UTILISÉ POUR TOUS LES MONTAGES DU TRANSISTOR

Pour calculer A_i , A_v , R_e , R_s pour un étage amplificateur quelconque, en petits signaux, on peut toujours remplacer le transistor par l'un des schémas équivalents précédents (exemple : problème n° 8 : étage collecteur commun).

E. — Exercice résolu

On considère l'étage émetteur commun polarisé par pont R_1 , R_2 de la figure C-6. On donne $R_c = 5 \text{ k}\Omega$ (seule charge), $R_E = 2,5 \text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 12,5 \text{ V}$ et, au point de repos choisi (transistor BFY 67, silicium, NPN) : $V_{CE} = 5,0 \text{ V}$; $I_C = 1,0 \text{ mA}$; $I_B = 16 \text{ }\mu\text{A}$; $V_{BE} = 0,60 \text{ V}$; $\beta = 70$; $r = 1,9 \text{ k}\Omega$; $\rho = 100 \text{ k}\Omega$.

- 1° On adopte un courant de pont $I_P = 10 I_B$: calculer R_2 et R_1 .
- 2° Tracer les droites de charge en continu (D_c) et en alternatif (D_a).
- 3° Calculer l'amplification en tension A_v et la résistance d'entrée R_e de l'étage.
- 4° En admettant que la tension de déchet ($v_{ce \min}$) est nulle, quels sont les maximums : de la tension de sortie U_s , de la puissance de sortie P_s , du rendement η du circuit de collecteur ?

Solution.

$$1^\circ R_2 = \frac{V_{BM}}{I_P} = \frac{V_{BE} + V_{EM}}{I_P} = \frac{V_{BE} + R_E I_E}{I_P} = \frac{0,60 + 2,5 \times 1,016}{0,16} = \boxed{19,6 \text{ k}\Omega}.$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{BM}}{I_P + I_B} = \frac{12,5 - 3,1}{0,176} = \boxed{53,5 \text{ k}\Omega}.$$

- 2° Dans l'approximation $I_E = I_C$ (revoir la figure C-6), l'équation de D_c est :

$$V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E) I_C \text{ (mA, V, k}\Omega\text{)}.$$

D_c coupe donc les axes aux points (fig. E-1) :

$$I_C = 0, V_{CE} = V_{CC} = 12,5 \text{ V} ; \quad V_{CE} = 0, \quad I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{12,5}{7,5} = 1,67 \approx 1,7 \text{ mA}.$$

D_a passe par le point de repos M ; elle représente la relation $\Delta V_{CE} = -R_C \Delta I_C$ (ou $v_{ce} = -R_C i_c$) : sa pente est donc

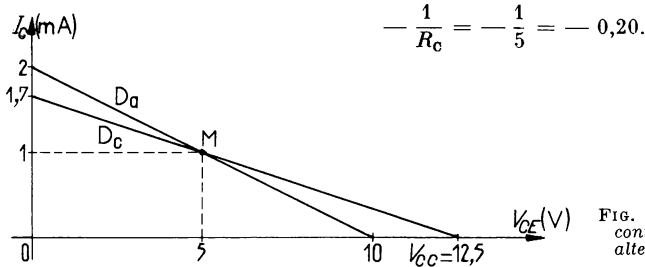


FIG. E-1. — D_c : droite de charge en continu ; D_a : droite de charge en alternatif.

Pour $\Delta I_{CE} = -1$ mA, on a $\Delta V_{CE} = +5$ V et $V_{CE} = 5 + 5 = 10$ V, intersection avec l'axe des tensions. Le point M est donc le milieu de D_a , qui coupe l'axe des courants au point $I_C = 2$ mA.

3° D'après le § D 4 :

$$A_v = \frac{-s R_C}{1 + \frac{R_C}{\rho}} = \frac{-(70/1,9) \times 5}{1 + \frac{5}{100}} = \frac{-37 \times 5}{1,05} = \boxed{-176.}$$

(Avec ρ infinie : -184 ; mesure : $|A_v| = \frac{U_s}{V_e} = 172$).

La résistance d'entrée de l'étage comporte celle du transistor, r , en parallèle avec la résistance équivalente au pont $R_P = R_1 // R_2$:

$$R_P = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{19,6 \times 53,5}{19,6 + 53,5} = 14,3 \text{ k}\Omega ; \quad R_e = \frac{r R_P}{r + R_P} = \frac{1,9 \times 14,3}{1,9 + 14,3} \approx \boxed{1,7 \text{ k}\Omega.}$$

4° La totalité de la droite de charge D_a est décrite, d'un axe à l'autre. La tension de sortie a pour amplitude 5 volts et pour valeur efficace : $U_s = \frac{5}{\sqrt{2}}$ volts.

$$P_s = \frac{U_s^2}{R_C} = \frac{12,5}{5 \cdot 10^3} \text{ W} = \frac{12,5}{5} \text{ mW} = \boxed{2,5 \text{ mW.}}$$

La puissance dépensée par le circuit de collecteur est $P_C = V_{CC} (I_C)_{\text{moy}} = V_{CC} (I_C)_{\text{repos}}$

$$P_C = 12,5 \times 1 = 12,5 \text{ mW} ; \quad \eta = \frac{P_s}{P_C} = \frac{2,5}{12,5} = 0,20.$$

PROBLÈMES DE LA LEÇON XII

- On donne le réseau $I_C - V_{CE}$ d'un transistor (fig. B-2) : tracer les caractéristiques $I_C (I_B)$ pour $V_{CE} = 2$ V et pour $V_{CE} = 10$ V.
- On considère le transistor de la figure B-2, au point de repos $V_{CE} = 3$ V, $I_B = 40 \mu\text{A}$; déterminer les valeurs de I_C , V_{BE} , β , α , ρ , r .

Réponses : 1,5 mA ; 0,145 V $\approx$ 0,15 V ; 38 ; 0,974 ; 24 k Ω ; 1,1 k Ω .

- Un transistor, en émetteur commun, est polarisé par une résistance R_B entre $+V_{CC}$ et base (fig. C-4). On donne le point de repos :

$V_{CE} = 5$ V ; $I_C = 1$ mA ; $I_B = 16 \mu\text{A}$; $V_{BE} = 0,6$ V et la charge : $R_C = 5$ k Ω .

- 1° Calculer la tension d'alimentation V_{CC} et la résistance R_B .
- 2° Quelles sont, approximativement, les amplifications en courant β (en émetteur commun), α (en base commune) ?

Réponses : 1° 10 V ; 588 k Ω ; 2° ≈ 63 ; 0,984.

4. Un transistor est polarisé par une résistance R_1 entre collecteur et base (fig. C-5) et comporte en outre une résistance de stabilisation thermique R_E entre l'émetteur et la masse. Point de repos : $V_{CE} = 5$ V ; $I_C = 1$ mA ; $I_B = 16$ μ A ; $V_{BE} = 0,6$ V. On donne $R_C = 5$ k Ω ; $R_E = 2,5$ k Ω .

- 1° Quelle est la tension d'alimentation V_{CC} ?
- 2° Calculer R_1 .
- 3° On ajoute, entre la base et la masse, une résistance R_2 dans laquelle le courant de pont est $I_P = 10$ I_B et on remplace V_{CC} et R_1 par les nouvelles valeurs V'_{CC} et R'_1 permettant de conserver le même point de repos : calculer V'_{CC} , R_2 , R'_1 .

Réponses : 1° 12,6 V ; 2° 275 k Ω ; 3° 13,4 V ; 19,6 k Ω ; 25 k Ω .

5. Un étage amplificateur à transistor, en émetteur commun, comporte la résistance de charge R_C , la résistance de stabilisation thermique $R_E = a R_C$, un pont de polarisation R_1 , R_2 (fig. C-6). On se place dans l'approximation $I_E = -(I_C + I_B) \approx -I_C$, $V_{BE} \ll V_{BM}$ (M : masse), $\beta = \frac{I_C}{I_B}$ (amplification pour les grands signaux). La condition

$V_{CE} = R_C I_C$ est réalisée ; on se donne le rapport $k = \frac{I_P}{I_B}$, I_P étant le courant de pont, dans R_2 , entre base et masse.

- 1° Exprimer les résistances R_2 et R_1 en fonction de β , k , a et R_C .
- 2° *Application numérique :* $R_C = 2,5$ k Ω ; $R_E = 1$ k Ω ; $I_C = 2$ mA ; $I_B = 10$ μ A ; $k = 20$. Calculer R_1 et R_2 .
- 3° Sachant que $V_{BE} = 0,11$ V (transistor au germanium), calculer plus exactement R_2 et R_1 , ainsi que leurs écarts relatifs avec les résultats précédents. Ces écarts seraient-ils plus grands ou plus petits pour un transistor au silicium ?

Réponses : 1° $R_2 = \frac{\beta a}{k} R_C$; $R_1 = \frac{2\beta}{k+1} R_C$; 2° 10 k Ω ; 48 k Ω ;
3° 10,6 k Ω ; 6 % ; 47 k Ω ; 1,1 % ; plus grands puisque $V_{BE} \sim 0,6$ V.

6. Un transistor, en émetteur commun, est polarisé par une résistance R_B entre alimentation V_{CC} et base (fig. C-4) ; la charge est une résistance $R_C = 2$ k Ω ; $V_{CC} = 9$ V. Les caractéristiques du transistor sont données (fig. B-2).

- 1° Tracer la droite de charge.
- 2° On règle R_B pour que $V_{CE} = 4,2$ V : quelles sont les valeurs de I_C , I_B , V_{BE} , R_B ?
- 3° Déterminer, sur les réseaux, les valeurs de β , r , ρ , $s = \frac{\beta}{r}$.
- 4° Calculer numériquement l'amplification en tension A_v et le gain en décibels.

Réponses : 1° Joindre les points (9 V ; 0 mA) et (0 V ; 4,5 mA) ;
2° 2,4 mA ; 60 μ A ; 0,164 $\approx 0,16$ V ; 147 k Ω ;
3° 40 ; 800 Ω ; 20 k Ω ; 50 $\frac{\text{mA}}{\text{V}}$; 4° $|A_v| = 91$;
 $G_v = 20 \lg |A_v| = 39,2$ dB.

7. Un transistor, en émetteur commun, est chargé par une résistance R_C et polarisé par une résistance R_1 entre le collecteur et la base (fig. C-5) ; il est donné par ses paramètres β (ou h_{21e}) et r (ou h_{11e}) au point de repos. L'amplification en tension A_v est assez grande pour que l'on puisse négliger v_e devant u_s ; de même, on néglige le courant i_1 dans R_1 devant le courant de collecteur i_c . L'étage est attaqué par un générateur de courant (i_g).

1° Tracer le schéma équivalent au montage, pour l'alternatif.

- 2° Exprimer, en fonction des données β , r , R_C , R_1 : A_v , $\frac{i_g}{i_b}$, $A_i = \frac{i_c}{i_g}$, $R_e = \frac{v_e}{i_g}$ et la résistance de sortie R_s . Quelle serait la résistance de sortie R'_s pour une charge extérieure R_L ?

- 3° Application numérique : $\beta = 70$; $r = 1,9 \text{ k}\Omega$; $R_C = 5 \text{ k}\Omega$; $R_1 = 275 \text{ k}\Omega$: calculer A_v , A_i , R_e , R'_s .

Réponses : 2° $A_v = -sR_C$; $\frac{i_g}{i_b} = 1 + \frac{\beta R_C}{R_1}$; $A_i = \frac{\beta}{1 + \frac{\beta R_C}{R_1}}$; $R_e = \frac{r}{1 + \frac{\beta R_C}{R_1}}$;
 $R'_s = \frac{R_C}{1 + \frac{\beta R_C}{R_1}}$;

3° $A_v = -184$ ($G = 20 \lg |A_v| = 45,3$ décibels) ;
 $A_i = 31$; $R_e = 837 \Omega$; $R'_s = 2,2 \text{ k}\Omega$.

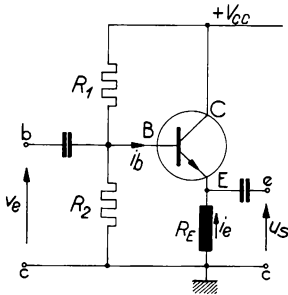


FIG. Pb 8/1.

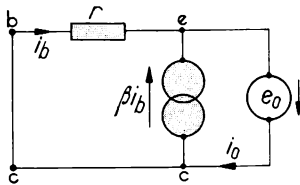


FIG. Pb 8/2.

8. Montage collecteur commun (fig. Pb 8/1).

Le transistor est donné par son schéma équivalent à deux paramètres (§ D) : $\beta = 100$; $r = 2 \text{ k}\Omega$. $R_E = 5 \text{ k}\Omega$.

1° Tracer le schéma équivalent pour l'alternatif.

- 2° Calculer l'amplification en courant $A_i = \frac{i_e}{i_b}$ du transistor et sa résistance d'entrée $R_e = \frac{v_e}{i_b}$.

- 3° Calculer l'amplification en tension $A_v = \frac{u_s}{v_e}$.

- 4° Pour calculer la résistance de sortie R_s dans le cas d'une attaque en tension (générateur de commande de résistance interne nulle), on supprime la f. é. m. de ce générateur et on remplace la charge R_E par une

f. é. m. e_0 (fig. Pb 8/2). Calculer $R_s = \frac{e_0}{i_0}$.

Réponses : 2° $A_i = -(\beta + 1) = -101$; $R_e = r + (\beta + 1) R_E$
 $\approx r (1 + s R_E) \approx 500 \text{ k}\Omega$;

3° $A_v = \frac{(\beta + 1) R_E}{r + (\beta + 1) R_E} \approx \frac{s R_E}{1 + s R_E} = 0,996 \approx 1$;

4° $R_s = \frac{r}{\beta + 1} \approx \frac{1}{s} = 20 \Omega$.

XIII. — THYRISTOR. RÉGLAGE DE PHASE

Le thyristor est une soupape à semiconducteur (silicium) munie d'une électrode de commande appelée gâchette. C'est essentiellement un contacteur statique (commutation) et un redresseur à tension continue réglable : il a en outre une multitude d'applications très variées : relais, clignotants, détecteurs d'incendie, détecteurs d'échauffement de palier...

A. — Constitution ; caractéristiques

I. — PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

a) Expériences (fig. A-1).

Adoptons dans le montage A-1 :
 $E = 100$ volts, $V = 6$ volts.
 Lorsqu'on relie l'anode A au pôle négatif de E, la tension d'anode V_a (abréviation de V_{AK}) est négative et l'ampèremètre A ne dévie pas : le courant de gâchette I_g n'amorce pas le thyristor.

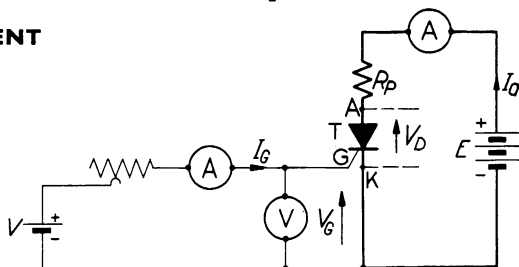


FIG. A-1. — Montage.

Au contraire, avec les liaisons de la figure A-1, on a $V_a > 0$: lorsqu'on fait croître I_g à partir de zéro, rien ne se produit tant que $I_g < 19$ mA, mais pour cette intensité (thyristor BTY 87) on constate deux phénomènes simultanés et très brusques :

- l'ampèremètre dévie : un courant d'anode $I_a = 67$ mA parcourt le thyristor et la résistance de protection R_p ;
- la tension d'anode s'effondre de la valeur $V_a = E = 100$ V à la valeur de la chute directe $V_D = 1$ volt.

Le thyristor a été commuté de l'état bloqué à l'état passant (conducteur).

Aux incertitudes près, la loi d'Ohm donne la valeur du courant :

$$I_a = \frac{E - V_D}{R_p} = \frac{100 - 1}{1,5} = 66 \text{ mA.}$$

A l'état passant, la tension de gâchette V_g (abréviation de V_{gk}) est 0,95 V. Supprimons I_g en ouvrant le circuit de gâchette : V_g s'abaisse à 0,6 V, mais le thyristor reste conducteur sans diminution du courant. Pour bloquer le thyristor, c'est-à-dire pour retrouver l'état $I_a = 0$, $V_a = E = 100$ V, il faut ouvrir le circuit d'anode puis le refermer, ou appliquer une tension inverse de courte durée entre A et K à l'aide d'une source auxiliaire.

En résumé :

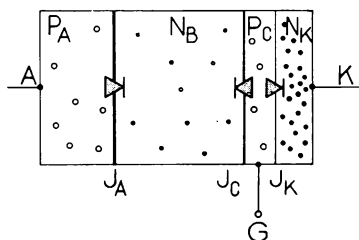
- le thyristor est amorcé (déclenché, basculé à l'état passant), par un courant de gâchette d'intensité suffisante, seulement lorsque la tension d'anode est positive ;

- la suppression du courant de gâchette ou même une tension de gâchette V_g négative ne bloque pas le thyristor ; le blocage ne se produit que si le courant d'anode s'annule, de façon naturelle (alimentation alternative) ou forcée (alimentation continue).

2. — CONSTITUTION DU THYRISTOR

a) Il comporte quatre couches alternativement P et N (fig. A-2).

Les deux couches P sont *moyennement dopées*, mais P_A (couche d'anode) est de moyenne épaisseur, tandis que P_C (couche de commande) est *très mince*.



Les deux couches N sont très différentes :

- N_B (couche de blocage) : épaisse et peu dopée ;
- N_K (couche de cathode) : mince et très dopée.

FIG. A-2. — **Thyristor : épaisseurs et dopages des quatre couches.** Une jonction est représentée par un trait d'autant plus fort qu'elle peut supporter une tension inverse plus grande.

Les symboles de diode indiquent les sens passants des jonctions ; G : gâchette.

b) Jonctions d'anode (J_A), de cathode (J_K), de commande (J_C).

Les propriétés des couches expliquent celles des jonctions :

- J_A : peut supporter une *très grande* tension inverse et son courant inverse est petit ;
- J_C : peut supporter une *grande* tension inverse ;
- J_K : ne supporte qu'une *faible* tension inverse, avec un grand courant inverse.

c) Gâchette. C'est l'électrode de commande, reliée à la couche de commande P_C (fig. A-2) ; le courant de commande I_g est un courant *direct* de la jonction de cathode J_K .

3. — CARACTÉRISTIQUE INVERSE COURANT-TENSION

Lorsque la tension d'anode V_a est négative, J_C est sous tension directe, J_A et J_K sous tension inverse (fig. A-3) : J_A supporte (§ 2 b) la tension inverse du thyristor,

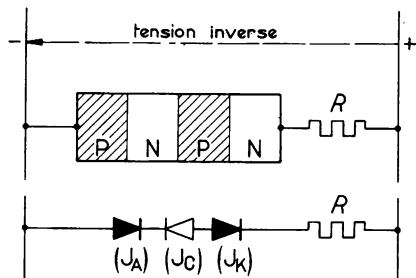


FIG. A-3. — **Thyristor sous tension inverse.** J_A et J_K (en noir) sont toutes deux sous tension inverse, mais c'est J_A qui supporte la plus grande partie de cette tension.

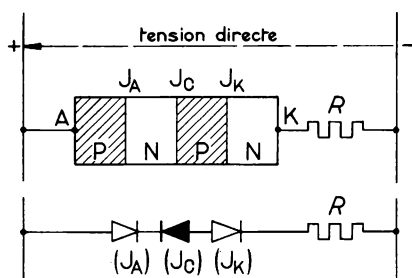


FIG. A-4. — **Thyristor bloqué sous tension directe.** La jonction de commande, seule sous tension inverse (en noir) assure le blocage.

avec un très petit courant inverse : la caractéristique inverse du thyristor est donc analogue à celle d'une diode (J_A).

4. — CARACTÉRISTIQUE DIRECTE COURANT-TENSION

a) $I_g = 0$.

Sous tension *directe* ($V_a > 0$) à l'état bloqué, J_A et J_K sont sous tension directe, J_C sous tension inverse égale à V_a (fig. A-4). Lorsque V_a croît et atteint la valeur V_{B0} , dite *tension de retournement* (de la caractéristique $I_a - V_a$), la jonction J_C claque et le thyristor devient brusquement conducteur (fig. A-5, courbe 1). V_{B0} est de quelques centaines de volts.

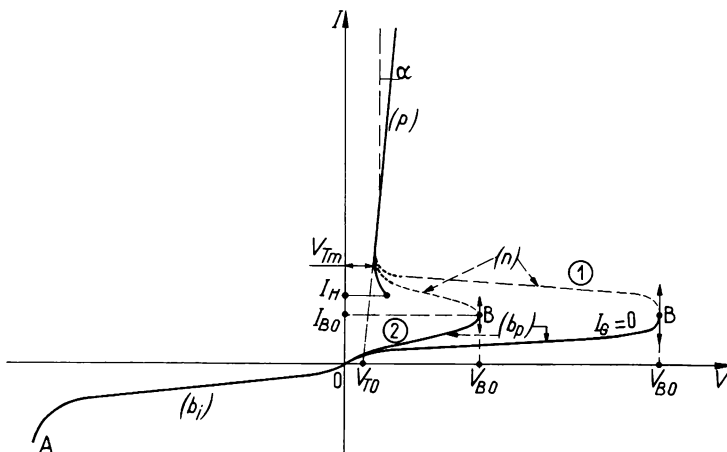


FIG. A-5. — Caractéristiques courant-tension.

1 : $I_g = 0$; 2 : $I_g \neq 0$.

Région (p) : caractéristique de conduction, avec faible résistance ($\tan \alpha$).

I_H (holding current) : valeur limite du courant d'entretien de la conduction.

b) Le courant de gâchette diminue la tension de retournement.

Si, avec un certain courant de gâchette (fig. A-5, courbe 2), on fait croître V_a à partir de zéro, le courant à l'état bloqué augmente plus vite que pour $I_g = 0$ et la caractéristique se retourne pour une tension V_{B0} plus petite.

Pour I_g suffisant, l'état passant apparaît sans retard : le thyristor est alors équivalent à une simple diode.

c) Caractéristique de conduction.

C'est la courbe du courant en fonction de la chute de tension dans le thyristor à l'état passant (région p de la figure A-5). La caractéristique de conduction dépend très peu de la température, mais présente une certaine dispersion obligeant à utiliser un dispositif d'équilibrage pour des thyristors en parallèle.

Malgré les trois jonctions en série, la chute directe V_D (1,2 à 1,8 V) est à peine supérieure à celle d'une diode de même puissance ($\sim 1,2$ V en régime nominal).

La résistance directe du thyristor, de l'ordre de 100 k Ω avant l'amorçage, tombe ensuite à une très faible valeur, de l'ordre de 0,01 Ω .

5. — EXPLICATION PHYSIQUE DE L'AMORÇAGE : THÉORIE DE L'AVALANCHE LOCALE

Dans le thyristor à l'état bloqué, sous tension directe ($V_a > 0$), la jonction de commande J_c est seule sous tension inverse (§ 3). Son champ électrique projette de l'autre côté de cette jonction tous les porteurs minoritaires qui l'abordent (L. X).

Or le courant direct de gâchette injecte des électrons dans la couche de commande, au voisinage de J_c qui les accélère; en traversant J_c , ces électrons ionisent des atomes, les électrons produits sont accélérés à leur tour, d'où le claquage par avalanche dans une petite région de J_c . Le courant direct qui prend naissance augmente rapidement et étend l'avalanche à toute la jonction, même si I_g disparaît après le claquage local.

C'est pourquoi la puissance de commande dépensée dans le circuit de gâchette par les impulsions de commande est des milliers de fois plus petite que la puissance utile fournie au circuit de charge.

6. — AUTRES CARACTÉRISTIQUES DU THYRISTOR

Les notices indiquent :

- les valeurs maximales en intensité, tension, température pour divers régimes, pour le thyristor et sa gâchette ;
- les valeurs minimales de I_g et V_g nécessaires pour amorcer à coup sûr tous les thyristors du type considéré, malgré la dispersion des caractéristiques $I_g(V_g)$;
- le temps d'amorçage, de l'ordre de $1\mu s$ sur charge résistive, davantage sur charge inductive (le courant croît moins rapidement) ;
- le temps de blocage, très supérieur au précédent et qui fixe la fréquence maximale atteinte par le thyristor ;
- les valeurs maximales des vitesses de croissance $\frac{dV_a}{dt}$ et $\frac{di_a}{dt}$, la première pouvant provoquer l'amorçage avant l'impulsion de commande, et la seconde un échauffement local excessif ; toutes deux peuvent provoquer la destruction du thyristor par *fusion locale* du silicium dans la jonction de commande.

B. — Procédés de déclenchement

Ils sont adaptés aux diverses catégories d'applications des thyristors, donc très variés ; il est seulement possible de donner quelques exemples et nous considérerons le cas d'une tension d'alimentation alternative. On appelle :

- *réglage de phase*, un procédé permettant de régler l'instant de l'amorçage au cours de la période ;
- *angle de retard*, le déphasage entre l'amorçage obtenu par réglage de phase et la conduction naturelle, c'est-à-dire non retardée comme celle d'une diode.

I. — DÉCLENCHEMENT PAR CIRCUIT RC

a) Circuit déphaseur (fig. B-1 et B-2).

Nous l'avons étudié dans le fascicule III (Pb n° 8, p. 137 avec réponses) : lorsque R croît de 0 à son maximum, de l'ordre de 5 à 10 k Ω , la tension de sortie u_{OD} conserve une valeur constante $U_{OD} = \frac{U_{AB}}{2}$, et se déphase progressivement sur U_{AB} de 0 à presque 180° (1).

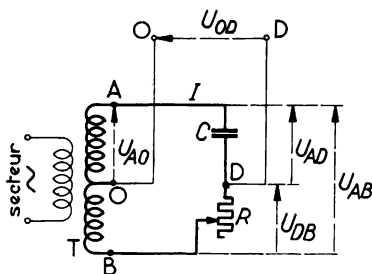


FIG. B-1. — **Circuit déphaseur.** AB : secondaire à point milieu O sorti.

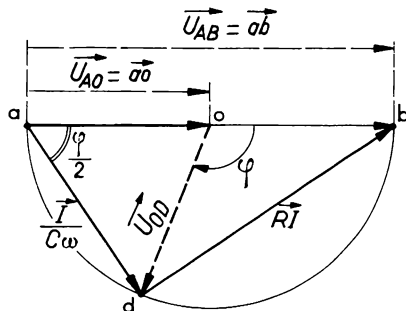


FIG. B-2. — **Diagramme vectoriel.** R commande le déphasage φ de la tension de sortie U_{OD} , d'amplitude constante.

$$\boxed{\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = RC \omega} \quad \varphi = 90^\circ \text{ pour } RC \omega = 1.$$

b) Commande horizontale ou par déphasage.

Pour commander un thyristor, on applique la tension u_{OD} entre la gâchette et la cathode : le déclenchement se produit lorsque u_{OD} devient positive, d'où I_G : à l'instant t_0 pour une certaine valeur de R , à l'instant t'_0 pour une valeur plus grande de R (fig. B-3, a).

La figure B-4 donne un exemple de montage et la forme de la tension u_R aux bornes de la charge du thyristor.

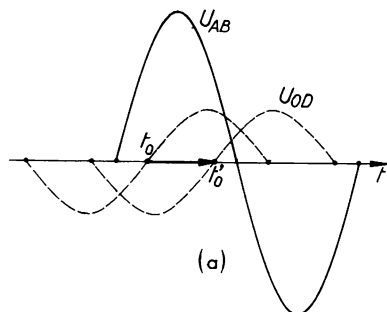


FIG. B-3. — **Commande horizontale** : la tension de commande U_{OD} se déplace horizontalement par rapport à U_{AB} (fig. B-2) qui est en phase avec la tension d'alimentation du thyristor.

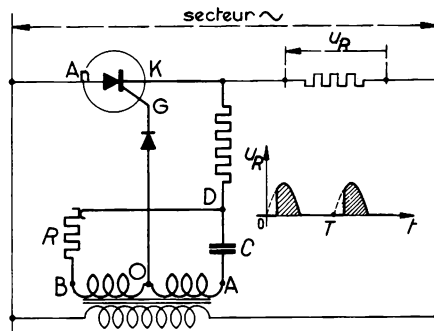


FIG. B-4. — **Commande horizontale** : montage facile à réaliser pour expériences et mesures.

(1) Voir aussi : *Travaux Pratiques d'Electronique*, fasc. I, p. 74, par M. MOUNIC et J. RICARD.

c) Commande verticale.

Au montage précédent on ajoute une tension continue réglable E , en série avec la tension u_{0D} du déphaseur en retard de 90° (RC $\omega = 1$, § a) sur la tension d'alimentation.

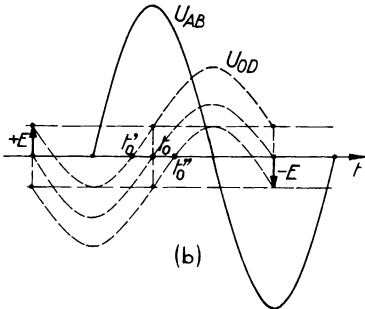


FIG. B-5. — **Commande verticale** : la tension continue réglable E déplace verticalement la tension u_{0D} .

Lorsque E varie, la courbe de la tension $E + u_{0D}$ se déplace verticalement sur l'écran de l'oscillographe ; le thyristor s'amorce à l'instant (fig. B-5) :

- t_0 ($\theta = 90^\circ$) pour $E = 0$;
- t'_0 ($\theta < 90^\circ$) pour $E > 0$;
- t''_0 ($\theta > 90^\circ$) pour $E < 0$.

En faisant la figure pour les valeurs extrêmes $\theta = 0$ ou $\theta = 180^\circ$, on constate que l'amplitude des variations de E doit être égale à celle de u_{0D} , donc de 10 à 20 V environ.

2. — DÉCLENCHEMENT PAR TRANSISTOR UNIJONCTION

a) Transistor unijonction.

Structure (fig. B-6). Le transistor unijonction est constitué par un bâtonnet de silicium type N, de grande résistivité, sur lequel on a réalisé une jonction PN ; il comporte trois électrodes : les extrémités appelées *bases* (B_1 , B_2) et le semi-conducteur P appelé émetteur (E).

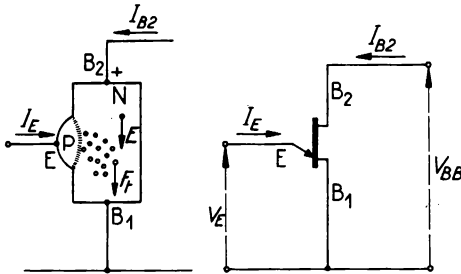


FIG. B-6. — **Transistor unijonction**. Les trous injectés par l'émetteur E sont accélérés par le champ électrique E dû à la tension continue appliquée entre les bases B_2 et B_1 .

FIG. B-7. — Montage à deux sources, V_E et V_{BB} , pour le tracé des caractéristiques de la figure B-8.

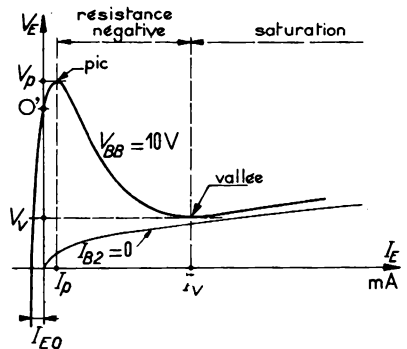


FIG. B-8. — **Transistor unijonction** : forme d'une caractéristique courant-tension avec résistance dynamique *négative* entre *pic* et *vallée*.

Caractéristique courant-tension d'émetteur V_E (I_E).

Réalisons le montage de la figure B-7 et faisons varier V_E :

— lorsqu'on ouvre le circuit de B_2 , on trouve entre E et B_1 une caractéristique de diode (fig. B-8 : courbe $I_{B_2} = 0$) ;

- la base B_2 est connectée à une source d'alimentation V_{BB} , 10 volts par exemple : la caractéristique passe par un maximum aigu, la *tension de pic* V_p , puis par un minimum, la *tension de vallée* V_v , pour tendre ensuite vers la caractéristique de diode. Entre pic et vallée la résistance dynamique $\frac{\Delta V_E}{\Delta I_E}$ est donc négative (1).

Interprétation physique.

Le schéma équivalent au transistor unijonction (fig. B-9) en l'absence de courant d'émetteur I_E montre :

- la diode D représentant la jonction d'émetteur, de *tension de seuil* V_D ;
- les résistances R_{B_1} et R_{B_2} du bâtonnet entre les bases et le point A situé en face de la jonction d'émetteur.

La tension V_{BB} porte le point A, par rapport au point commun B_1 , à la tension

$$V_A = \frac{R_{B_1}}{R_{B_1} + R_{B_2}} V_{BB} = \eta V_{BB},$$

où η (éta) est appelé *rapport intrinsèque*.

Lorsqu'on applique la tension d'émetteur V_E entre E et B_1 , la diode D reste sous tension *inverse* jusqu'à la valeur $V_E = V_A = V_0$ (fig. B-8) et le courant I_E n'est qu'un très faible courant inverse. Lorsque V_E atteint la valeur

$$V_P = V_A + V_D = \eta V_{BB} + V_D,$$

la diode devient franchement conductrice et injecte des porteurs positifs (trous) dans le bâtonnet ; ces trous sont accélérés par le champ électrique E dû à la tension V_{BB} et il en résulte le brusque effondrement de la résistance R_{B_1} , de sorte que I_E croît bien que V_E diminue.

En résumé :

Le transistor unijonction se comporte comme une diode polarisée par une tension V_A qui s'annule brusquement quand la tension appliquée atteint une valeur donnée (V_P).

Oscillateur de relaxation à transistor unijonction (fig. B-10).

Le condensateur C est chargé progressivement à travers la résistance R , par un générateur de tension *continue* constante ; lorsque la tension de charge v atteint la tension de pic V_P , le transistor unijonction conduit et C se décharge brusquement : une *impulsion* de tension v_{B_1} apparaît aux bornes de la résistance R_1 .

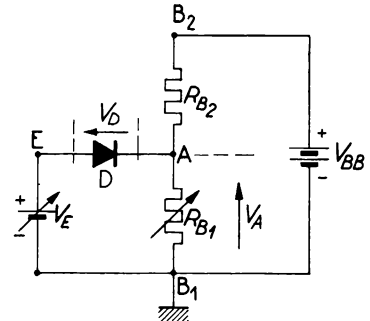


FIG. B-9. — Transistor unijonction : schéma équivalent.

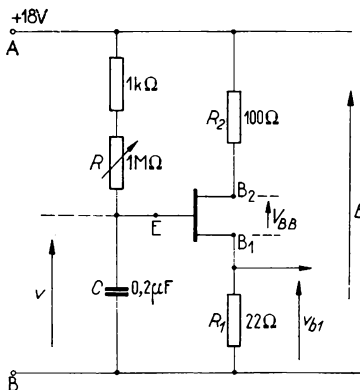


FIG. B-10. — Relaxateur à transistor unijonction.

(1) Pour des mesures et quelques montages d'applications, voir M. MOUNIC et J. RICARD : *Travaux Pratiques d'Electronique*, fasc. IV, p. 3.

Après disparition de l'impulsion, le transistor unijonction reprend ses propriétés de l'état bloqué, une nouvelle charge progressive de C commence, se termine par une décharge brusque... On obtient donc un phénomène de *relaxation*, c'est-à-dire

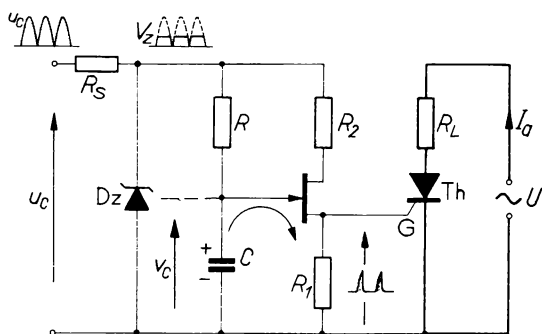


FIG. B-11. — Commande par relaxateur synchronisé.

u_c : tension redressée d'un pont de diodes alimenté par la tension U ; V_z : tension de Zéner. Ce montage est très instructif : observation des tensions à l'oscilloscope, mesures diverses.

qui produit, à partir d'une *cause continue* (E), un *effet discontinu* (impulsions v_{b_1} séparées dans le temps).

La période T_0 des impulsions est :

- proportionnelle à R et C ;
- pratiquement indépendante de E .

On montre (exercice résolu, § D) que :

$$T_0 = 2,30 RC \lg \frac{1}{1-\eta}.$$

η est compris entre 0,45 et 0,75 suivant le type de transistor unijonction.

b) Commande d'un thyristor par un relaxateur synchronisé avec le réseau (fig. B-11).

Le relaxateur est alimenté par la tension U du réseau, redressée par un pont de diodes, puis écrêtée par une résistance R_s et une diode Zéner D_z ; cette tension s'annule donc deux fois par période et il en est de même de v_c : la tension du condensateur est remise à zéro deux fois par période, aux instants où la tension d'alimentation u du thyristor s'annule. La première impulsion lorsque $u > 0$ amorce le thyristor ; pendant toute la fin de la période, les impulsions n'ont aucun rôle puisque le thyristor est déjà déclenché ou sous tension inverse (oscillogrammes : fig. B-12).

c) Avantages de la commande par impulsions.

Elle dissipe peu de puissance dans la gâchette et évite les amorçages intempestifs ; c'est la commande la plus utilisée, les impulsions étant obtenues avec des dispositifs très divers.

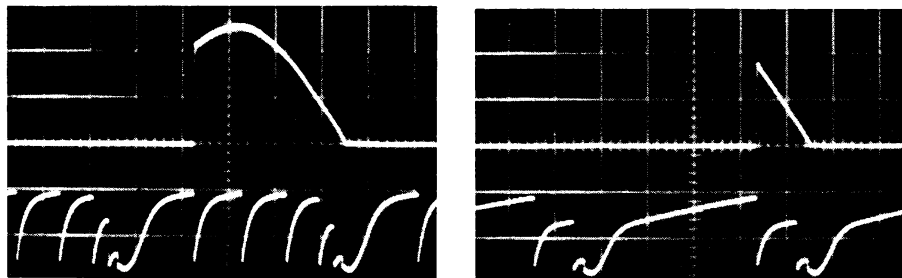


FIG. B-12. — En haut : tension aux bornes de la charge du thyristor ; en bas : tension v_c de la figure B-11. Angle de retard : à gauche : $\theta = 60^\circ$; à droite : $\theta = 140^\circ$.

C. — Applications du réglage de phase

I. — REDRESSEURS A TENSION CONTINUE RÉGLABLE

a) Expériences.

Dans le montage de la figure B-4, plaçons un voltmètre pour tension continue aux bornes de la charge ; en raison de son inertie, il indique la valeur moyenne U_c de la tension redressée. On constate que *lorsqu'on augmente l'angle de retard θ* :

- la tension continue U_c diminue ;
- si la charge est une lampe, son filament brille de moins en moins puis devient obscur ; si c'est un petit moteur à courant continu, il tourne de plus en plus lentement puis s'arrête.

b) Montages.

La figure C-1 représente un redresseur biphasé à point milieu au secondaire et la courbe de la tension unidirectionnelle obtenue (chutes internes négligées).

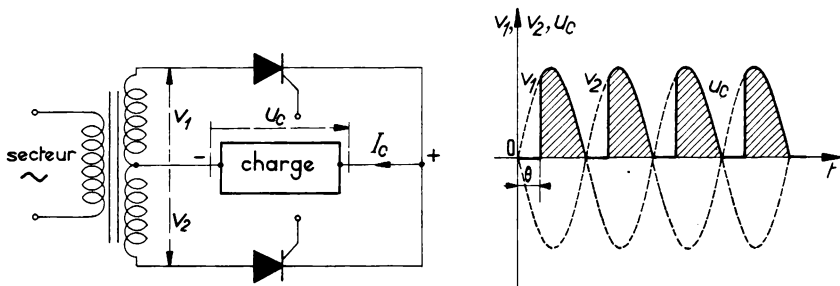


FIG. C-1. — Redresseur biphasé à réglage de phase (c'est-à-dire de l'angle de retard θ).
La valeur moyenne U_c de u_c diminue lorsque θ augmente.

Dans les ponts, on remplace un thyristor par une diode dans chaque voie de redressement, ce qui simplifie les montages et abaisse leur prix de revient.

c) Applications.

Réseaux de courant continu pour usines ; alimentations de moteurs à courant continu (traction électrique...), commande de leur vitesse ; chargeurs de batteries d'accumulateurs avec régulation de la tension ou du courant de charge ; servomécanismes...

d) Coefficient de réglage.

C'est le rapport $\frac{U_{c\theta}}{U_{c0}}$ de la tension continue moyenne $U_{c\theta}$ pour un angle de retard θ donné, à la tension continue U_{c0} pour un angle de retard nul, en supposant nulles toutes les chutes de tension.

Débit sur résistance pure. Le courant s'interrompt au cours de chaque période (monophasé; biphasé; triphasé pour $\theta > 30^\circ$) et le coefficient de réglage est $\frac{1 + \cos \theta}{2}$ ⁽¹⁾ :

$$U_{c\theta} = U_{c0} \frac{1 + \cos \theta}{2}.$$

Charge inductive ou bobine de filtrage (lissage) en série.

L'ondulation est atténuée et le courant se prolonge après l'inversion de la tension alternative d'alimentation.

On appelle *inductance critique* l'inductance minimale à disposer en série avec la charge (moteur par exemple) pour que le débit d'un thyristor se prolonge jusqu'à l'amorçage du suivant.

On obtient un courant *ininterrompu* et

$$U_{c\theta} = U_{c0} \cos \theta.$$

En résumé :

La tension continue et la puissance fournies par un redresseur à réglage de phase diminuent lorsque son angle de retard augmente.

La commande de l'angle de retard consomme peu de puissance et se prête bien à l'automatisme.

2. — COUPLAGE ANTIPARALLÈLE (OU EN PARALLÈLE INVERSE)

C'est la combinaison de deux soupapes, dont chacune est reliée par sa cathode à l'anode de l'autre (fig. C-2) utilisée pour contrôler les deux demi-ondes d'un courant alternatif (*Vocabulaire*).

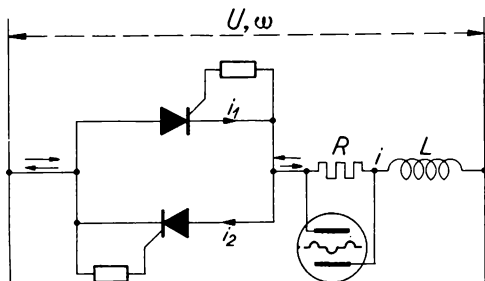


FIG. C-2. — **Contacteur à thyristors.**

La charge R, L est parcourue par un courant alternatif réglable. Le rectangle entre gâchette et cathode représente le circuit de déclenchement.

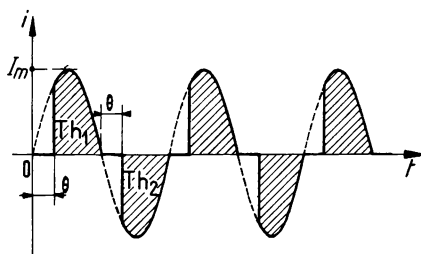


FIG. C-3. — Courant du contacteur de la figure C-2 pour $L = 0$.

a) Contacteur.

Dans le cas d'une charge résistive ($L = 0$ dans la figure C-2), la forme d'onde est celle de la figure C-3 pour $\theta_1 = \theta_2 = \theta$: l'intensité moyenne dans la charge est nulle et l'intensité efficace décroît lorsque θ augmente.

(1) Le calcul classique (intégration) peut être remplacé par un calcul simplifié, dans le cercle de Fresnel; voir: MOUNIC, *Redressement*, 2^e Partie, Note III, p. 133.

On peut ainsi contrôler la température d'un four...

Ce contacteur peut aussi s'utiliser pour interrompre le courant, le rétablir pendant un certain nombre de périodes, etc., comme un contacteur électro-mécanique...

Notons que le *triac*, semi-conducteur équivalent à deux thyristors en parallèle inverse, est particulièrement désigné pour cet usage.

b) Variateur de vitesse, avec inversion du sens de rotation, pour moteur à courant continu.

Le montage est encore celui de la figure C-2, avec, en l'absence de commande : $\theta_1 = \theta_2 = 90^\circ$: l'intensité moyenne dans le moteur est nulle ainsi que la tension moyenne U_c aux bornes du redresseur.

La commande fait varier θ_1 et θ_2 en sens inverse, d'où un sens de U_c pour $\theta_1 < \theta_2$ et le sens inverse pour $\theta_1 > \theta_2$ (fig. C-4).

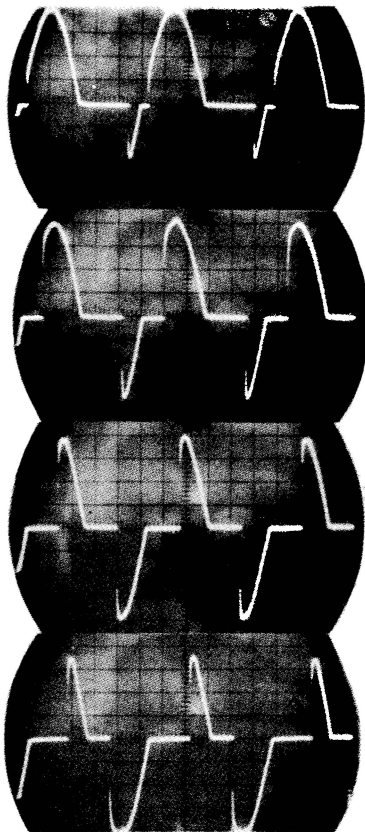


FIG. C-4. — **Variateur de vitesse** : $\theta_1 + \theta_2 = 180^\circ$.

De haut en bas :

$\theta_1 = 20^\circ$: $U_c = 115$ V ; $\theta_1 = 68^\circ$: $U_c = 60$ V ;
 $\theta_1 = 90^\circ$: $U_c = 0$; $\theta_1 = 115^\circ$: $U_c = -56$ V.

3. — ONDULEURS A THYRISTORS

Un onduleur est un convertisseur statique de courant continu en courant alternatif ⁽¹⁾.

Grâce au réglage de phase, les redresseurs à thyristors peuvent fonctionner en inverse, donc en onduleurs. Applications : onduleurs de secours pour pallier les défaillances du réseau (tunnels routiers, salles d'opérations chirurgicales...), transport de l'énergie en courant continu ; freinage en récupération d'énergie de grosses machines ; alimentation de moteurs par des tensions à fréquence variable.

(1) Voir : MOUNIC, Redressement.

D. — Exercice résolu

Dans le montage relaxateur de la figure B-11, on admet que :

- le condensateur se décharge instantanément et complètement lorsque sa tension de charge atteint la tension de pic $V_p \approx \eta V_{BB}$ du transistor unijonction ;
- la tension $V_z = E$ aux bornes de la diode Zéner présente un temps de montée négligeable après chaque passage par zéro.

- 1° Établir l'expression de la période T_0 des oscillations ⁽¹⁾.
- 2° Calculer l'angle de retard θ d'un thyristor commandé par cet oscillateur lorsque $R = 48 \text{ k}\Omega$, $C = 0,10 \text{ }\mu\text{F}$, $\eta = 0,50$. Tension d'alimentation du thyristor : $u = 220 \sqrt{2} \sin 314 t$.
- 3° Quelles sont la tension continue moyenne U_c et l'intensité moyenne I_c dans la charge $R_L = 20 \text{ }\Omega$? I_c est noté I_a (anodique) dans la figure B-11.

Solution.

- 1° La période s'achève à l'instant $t = T_0$ auquel $v_c = V_p$. Remplaçons t et v_c par ces valeurs dans l'expression 1 de la Note de rappel ⁽¹⁾ :

$$V_p = E \left(1 - e^{-\frac{T_0}{\tau}} \right).$$

D'où

$$\frac{V_p}{E} = 1 - e^{-\frac{T_0}{\tau}} \quad ; \quad e^{-\frac{T_0}{\tau}} = 1 - \frac{V_p}{E} = 1 - \eta \quad ; \quad e^{\frac{T_0}{\tau}} = \frac{1}{1 - \eta}.$$

(En effet, avant l'amorçage du transistor unijonction, son courant est nul, donc

$$V_{BB} = E (= V_z) \quad \text{et} \quad V_p = \eta E.)$$

L'exposant $\frac{T_0}{\tau}$ est, par définition, le logarithme népérien du second membre :

$$\frac{T_0}{\tau} = \ln \frac{1}{1 - \eta} = 2,30 \lg \frac{1}{1 - \eta}.$$

$$T_0 = 2,30 RC \lg \frac{1}{1 - \eta}.$$

- 2° Le temps de retard de l'amorçage du thyristor est T_0 ; la pulsation de u est $\omega = 314 \text{ rd/s}$, sa fréquence $f = 50 \text{ Hz}$; sa période $T = \frac{1}{f} = 0,020 \text{ s}$ correspond à 360° ; donc :

$$\frac{\theta}{360} = \frac{T_0}{T} \quad ; \quad \theta = \frac{360}{T} T_0 = 1,8 \cdot 10^4 T_0 \text{ (degré, seconde)}$$

(1) On rappelle certains résultats du fascicule III (p. 200 et p. 204) :

— Tension v_c à l'instant t aux bornes d'un condensateur C chargé à travers une résistance R par une tension continue constante E appliquée à l'instant $t = 0$; le condensateur était complètement déchargé à l'instant $t = 0$:

$$v_c = E \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \tag{1}$$

$\tau = RC$: constante de temps du circuit (unité : seconde).

— Un nombre N étant exprimé sous les formes $N = e^x = 10^y$ où $e \approx 2,72$ est la base des logarithmes népériens, on a :

$x = \ln N$ (logarithme népérien) ; $y = \lg N$ (logarithme décimal)

$\ln N = 2,30 \lg N$.

(2)

$$T_0 = 2,30 \cdot 4,8 \cdot 10^4 \cdot 10^{-7} \lg \frac{1}{1 - 0,50} = 3,32 \cdot 10^{-3} \text{ s.}$$

$$\theta = 1,8 \cdot 10^4 \times 3,32 \cdot 10^{-3} \approx \boxed{60^\circ}$$

$$3^\circ \quad U_c = U_{c0} \times \frac{1 + \cos \theta}{2} = \frac{220\sqrt{2}}{2\pi} \times \frac{1 + 0,5}{2} = 110 \cdot 0,45 \cdot 0,75 = 37,1 \approx \boxed{37 \text{ V.}}$$

$$I_c = \frac{U_c}{R_L} = \frac{37,1}{20} = 1,86 \text{ A} \approx \boxed{1,9 \text{ A.}}$$

PROBLÈMES DE LA LEÇON XIII

1. Un thyristor est déclenché par sa tension d'alimentation $v = V\sqrt{2} \sin \omega t$ à l'aide d'une résistance R_g reliant l'anode à la gâchette ; il s'amorce, avec un angle de retard θ , lorsque le courant de gâchette atteint la valeur I_g .

1° Exprimer $\sin \theta$ en fonction de I_g , V , R_g .

2° Application : $V = 120$ volts ; $I_g = 5,8$ mA ; calculer θ pour $R_g = 10$ k Ω , puis $R_g = 20$ k Ω .

Réponses : 1° $\sin \theta = \frac{I_g}{V\sqrt{2}} R_g$; 2° $\sin \theta = 0,034 R_g$; 20° ; 43°.

2. Un thyristor est commandé par un circuit déphaseur à capacité constante $C = 1 \mu\text{F}$ et résistance R variable (fig. B-4, p. 183).

La charge est une résistance ; fréquence d'alimentation : 50 Hz.

1° Sachant que, pratiquement, le thyristor s'amorce dès que la tension entre gâchette et cathode devient positive, calculer l'angle de retard θ pour $R = 1\,840 \Omega$.

2° En déduire la tension continue (moyenne) U_c connaissant la tension d'alimentation $U = 300$ V.

Réponses : 1° $\theta = 60^\circ$; 2° $U_c = 101$ V.

3. Un thyristor est monté en série avec une résistance de charge $R = 10 \Omega$; l'ensemble est alimenté par la tension sinusoïdale $u = 220\sqrt{2} \sin \omega t$. La tension de commande, entre la gâchette et la cathode est $u_g = 5 + 10 \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right)$ volts.

On admettra que le thyristor s'amorce dès que $u_g > 0$, que sa résistance directe est négligeable devant R et qu'il se désamorce quand $u \leq 0$.

1° Calculer, en fonction de la période T de u , l'instant d'amorçage t_0 du thyristor et indiquer son état entre les instants 0 et t_0 , t_0 et $\frac{T}{2}$, $\frac{T}{2}$ et T .

2° Tracer les courbes $u = f(t)$ et $i = g(t)$.

3° Calculer l'intensité moyenne du courant.

(Bac. de Tech. ; option F3 ; 1972.)

Réponses : 1° $u_g = 0$ donne $t_0 = \frac{T}{6}$; état bloqué dans le sens passant ; conducteur ; état bloqué dans le sens inverse ; 2° même forme ; voir oscillogrammes ; 3° $7,43 \approx 7,4$ A.

4. Un thyristor est amorcé par sa tension d'alimentation $u = U_m \sin \omega t$ à l'aide du montage R, C, D de la figure Pb 4/1. L'impédance de charge est négligeable devant l'impédance du condensateur. On admet que le thyristor s'amorce dès que v_c s'annule.

1° Exprimer v_c en fonction de u entre les instants $-\frac{T}{4}$ et $-\frac{T}{2}$. Quelle est l'intensité du courant dans le condensateur à l'instant $-\frac{T}{4}$?

2° Comparer v_c et u entre les instants $-\frac{T}{4}$ et 0.

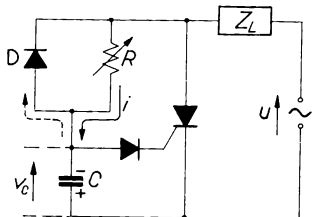


FIG. Pb 4/1.

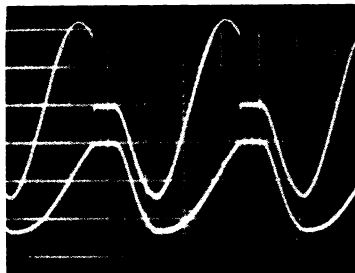
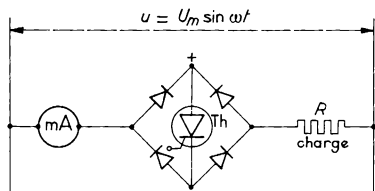


FIG. Pb 4/2.

3° Tracer l'allure des courbes $v_c(t)$ et $v_a(t)$ où v_a est la tension aux bornes du thyristor ; expliquer le rôle de R dans le réglage de l'angle de retard θ .

Réponses : 1° $v_c = u$; 0 ; 2° $v_c < u$; $u - v_c = (R + Z_L) i$;
3° Fig. Pb 4/2.

5. Dans le montage de la figure Pb 5, le milliampèremètre électrodynamique indique $I = 200$ mA lorsqu'on court-circuite le thyristor.



1° Le thyristor est amorcé deux fois par période de u , avec les angles de retard θ et $\pi + \theta$:

a) Tracer l'allure des courbes, en fonction du temps, du courant i_a dans le thyristor et du courant i dans R .

FIG. Pb 5.

b) Quelle est l'indication I_1 de l'ampèremètre pour $\theta = \frac{\pi}{2}$?

2° Le thyristor est amorcé une seule fois par période : quelle est l'indication I_2 de l'ampèremètre pour $\theta = \frac{\pi}{2}$?

3° On remplace l'ampèremètre électrodynamique par un ampèremètre magnéto-électrique (à aimant) : qu'indique-t-il au lieu de I, I_1, I_2 ?

Réponses : 1° $I_1 = 141$ mA ; 2° $I_2 = 100$ mA ; 3° 0 ; 0 ; 45 mA.

